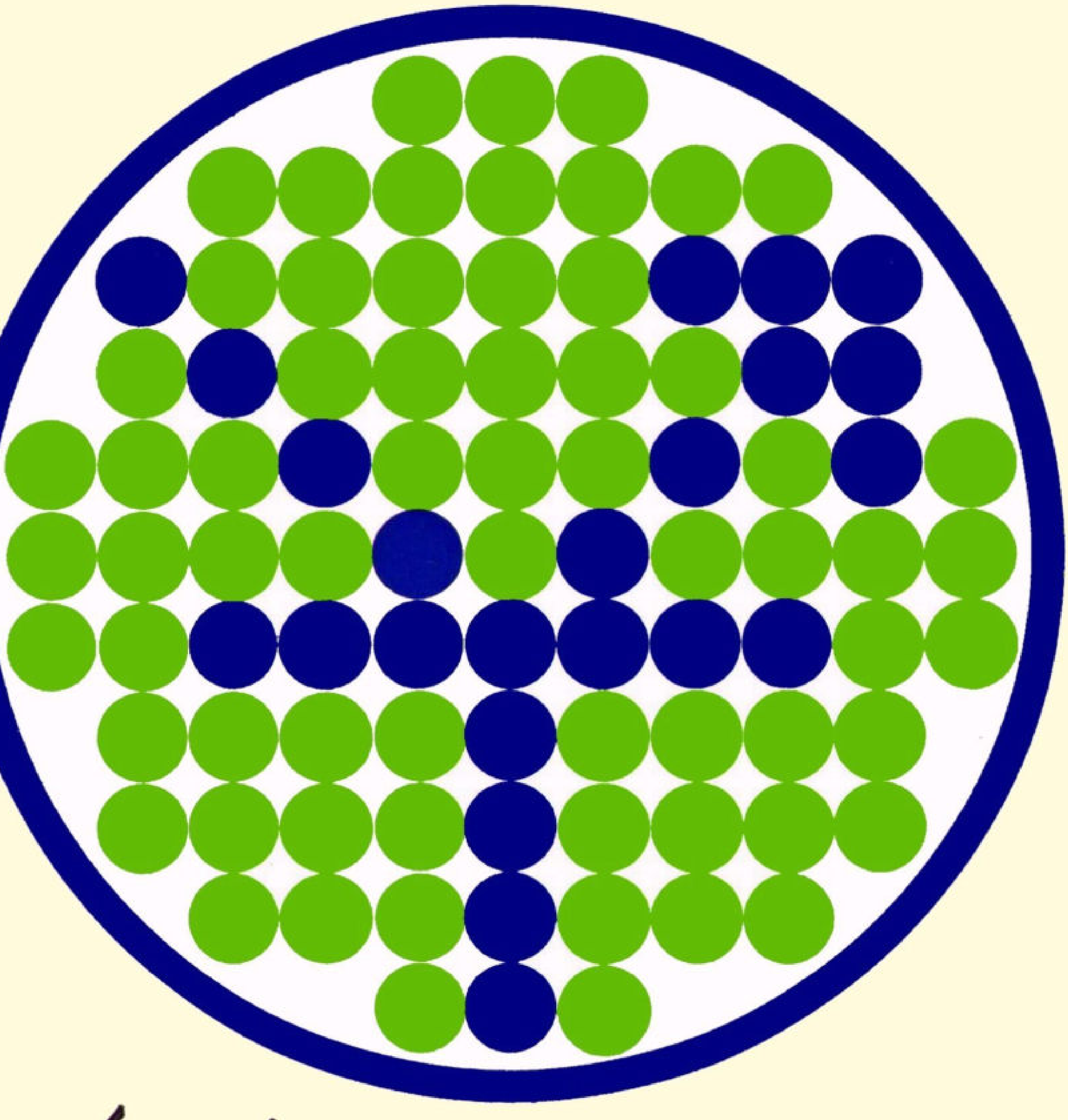
ja en neen met transistors

ir. j. ph. korthals altes



kader REEKS

KLUWER - DEVENTER

Gescand en gerestaureerd door Jos Verstraten - 2025

Ja en neen met transistors

JA EN NEEN MET TRANSISTORS

Ir. J. Ph. KORTHALS ALTES
G. W. SCHANZ

DERDE, GEHEEL HERZIENE DRUK

kader REEKS
KLUWER - DEVENTER

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (Nederland) 1972

Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

PHILIPS

Merken van N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Eerste druk 1964

Tweede druk 1968

Derde, geheel herziene druk 1972

ISBN 90 2010 639 2

Geen garantie wordt gegeven dat de in dit boek vervatte informatie vrij loopt van octrooirechten; door deze publikatie wordt geen enkele licentie onder eventueel bestaande octrooien verleend.

Gedrukt in Nederland

Voorberichten

Bij de eerste druk

Reeds meer dan een halve eeuw geleden heeft het relais in de techniek zijn intrede gedaan en zich nog steeds kunnen handhaven. Vooral in de telecommunicatie, doch ook in de fabrieken, wordt het relais veelvuldig toegepast. Door de opkomst van de digitale rekenmachines ontstond behoefte aan grotere schakelsnelheden dan met relais bereikbaar zijn. Zo ontstond de toepassing van de digitale schakeltechniek met behulp van elektronenbuizen. Hoewel hiermede schitterende resultaten zijn bereikt, kleven hieraan toch drie grote nadelen:

1. De apparatuur wordt omvangrijk, niet alleen door de afmetingen der buizen, maar tevens doordat de hoeveelheid warmte die de buizen produceren een compacte bouw niet toelaat.
2. Er is veel energie nodig, die niet nuttig kan worden gebruikt en die de genoemde hinderlijke warmte-ontwikkeling veroorzaakt.
3. Een intensief onderhoud is noodzakelijk om voldoende betrouwbaarheid te verkrijgen, hetgeen een remmende invloed op industriële toepassingen heeft.

De halfgeleiders (transistors en diodes) komen in grote mate aan deze bezwaren tegemoet.

Het is de bedoeling van dit boekje, zoveel mogelijk uitgaande van de reeds bekende relaisschakelingen, de lezer vertrouwd te maken met de schakeltechniek met behulp van halfgeleiders. Ook in zeer eenvoudige schakelingen kunnen de relais dikwijls met vrucht door halfgeleiders worden vervangen om de betrouwbaarheid te verhogen. Dit geldt in het bijzonder bij toepassingen in verontreinigde ruimten of op plaatsen waar veel schokken en trillingen optreden en indien de schakelfrequentie groot is.

Schrijver dezes heeft het voorrecht gehad mede te mogen werken bij het invoeren van digitale technieken in enkele fabrikage-processen.

Het is mij een behoefte op deze plaats vooral Ing. P. Havas dank te zeggen voor de buitengewoon plezierige en intensieve samenwerking der afgelopen

jaren. Zonder deze gezamenlijke arbeid zouden de huidige toepassingen zeker niet deze omvang hebben aangenomen en zouden de kennis en de ervaring welke in dit boekje zijn neergelegd, niet zijn verkregen.

J. Ph. Korthals Altes

Bij de derde druk

Om het aan de stormachtige ontwikkeling van de digitale techniek aan te passen was het nodig dit boek aanzienlijk uit te breiden. Om de omvang enigszins te beperken, zijn daarom minder belangrijke gedeelten weggelaten.

De schrijvers zijn van mening dat de behandelde stof de basis vormt van de hedendaagse digitale technieken ten behoeve van industriële toepassingen. Het boek maakt de lezer vertrouwd met de basistechnieken en de toepassingen van bouwelementen zoals elektronische schakelelementen, poorten, flipflops enz.

J. Ph. Korthals Altes
G. W. Schanz

Inhoudsopgave

1. Inleiding 11

1.1. De relaisfunktie 11
1.2. Wat is „digitaal" 11
1.3. De terugkoppeling 12

2. Basisbegrippen van de digitale techniek 15

2.1. Decimaal – binair 15
2.1.1. Het decimale systeem 15
2.1.2. Het tweetallige systeem 16
2.1.3. Van tweetallig naar binair 17
2.1.4. Iets over ternair 18
2.2. Schakelfunkties en mathematische symbolen van de schakelalgebra 18
2.2.1. De EN-funktie (konjunktie) 19
2.2.2. De OF-funktie (disjunktie) 21
2.2.3. De NIET-funktie (negatie) 23
2.2.4. De NAND-funktie (genegeerde konjunktie) 25
2.2.5. De NOR-funktie (genegeerde disjunktie) 27
2.2.6. Equivalentie en antivalentie 29
2.2.6.1. De equivalentie 29
2.2.6.2. De antivalentie 30
2.2.7. Overzicht van de schakelfunkties 31
2.3. Rekenregels van de schakelalgebra 33
2.3.1. Elementaire vergelijkingen 33
2.3.1.1. Konstante funkties 33
2.3.1.2. Funkties met één variabele en één konstante 34
2.3.1.3. Funkties van twee variabelen 34
2.3.1.4. Funkties met drie resp. vier variabelen 34
2.3.2. Algemene wetten 35
2.3.2.1. De substitutieregel 35
2.3.2.2. De vervangingsregel 35
2.3.2.3. Het dualiteitsprincipe en de negatieregel 36
2.3.3. Belangrijke vereenvoudigingsregels 37
2.3.3.1. De eerste vereenvoudigingsregel 37
2.3.3.2. De tweede vereenvoudigingsregel 38
2.3.3.3. De derde vereenvoudigingsregel 38

3. Getallen en talstelsels 39

3.1. Vergelijking van enkele talstelsels 39
3.2. Het rekenen in verschillende talstelsels 39

3.2.1. Het rekenen in het binaire stelsel 39
3.2.1.1. Het optellen van twee binaire getallen 40
3.2.1.2. Het aftrekken van twee binaire getallen 41
3.2.1.3. De vermenigvuldiging van twee binaire getallen 41
3.2.1.4. De deling van twee binaire getallen 41
3.2.2. Het rekenen in het octale stelsel 42
3.2.2.1. Het optellen van twee octale getallen 42
3.2.2.2. Het aftrekken van twee octale getallen 42
3.2.2.3. De vermenigvuldiging van twee octale getallen 42
3.2.2.4. De deling van twee octale getallen 43
3.2.3. Het omzetten van getallen 43
3.2.3.1. Het omzetten van een decimaal getal in een binair getal 43
3.2.3.2. Het omzetten van een binair getal in een decimaal getal 44
3.2.3.3. Het omzetten van een octaal getal in een binair getal 45
3.2.3.4. Het omzetten van een binair getal in een octaal getal 45
3.3. Kodering 46
3.3.1. De zuiver binaire kode 47
3.3.2. De binaire kode voor decimale cijfers (BCD-kode) 48
3.3.2.1. De 8-4-2-1-kode 49
3.3.2.2. De Aiken-kode 50
3.3.2.3. De excess-three-kode 51
3.3.2.4. De 7-4-2-1-0-kode 51
3.3.2.5. De biquinaire kode en de quibinaire kode 51
3.3.3. Cyclisch gepermuteerde kodes 52

4. Halfgeleiders 54

4.1. Diodes 54
4.1.1. De werking van de diode 54
4.1.2. Diodekarakteristieken 55
4.2. Transistors 57
4.2.1. De werking van mechanische schakelaars 58
4.2.2. De werking van transistorschakelaars 59
4.3. Thyristors 62
4.3.1. De werkingswijze van thyristors 64

5. Realisering van schakelfunkties 66

5.1. Afspraken 66
5.1.1. Voedingsspanningen 66
5.1.2. Potentiaaltoekenning 67
5.1.3. „Positieve" en „negatieve" logika 68
5.2. Basisschakelingen 70
5.2.1. De EN/OF-poort 70
5.2.2. De OF/EN-poort 73
5.2.3. De NIET-schakeling 75
5.2.4. De NAND-schakeling 76
5.2.5. De NOR-schakeling 78
5.3. Bouwstenen en hun schakeling 79
5.3.1. Diversiteit of uniformiteit? 79
5.3.2. De NOR- en de NAND-techniek 79
5.3.3. Samenstelling van schakelfunkties 82

6. Versterking van signalen 85

6.1. Stroom- en spanningsversterking 85
6.2. De impedantie-omvormer (emissorvolger) 86
6.3. De inverter (NIET-schakeling) 88
6.4. De diskriminator (Schmitt-trigger) 88

7. Genereren en omvormen van signalen 90

7.1. De astabiele multivibrator 90
7.2. De monostabiele multivibrator 92
7.3. Differentiatie van impulsen 93

8. Flip-flops 95

8.1. Principe, ingangsschakelingen, systemen 95
8.1.1. Het principe 95
8.1.2. Ingangsschakelingen 101
8.1.3. Systemen 106
8.2. Uitvoeringsvormen 108
8.2.1. De RS-flipflop 108
8.2.2. De T-flipflop 109
8.2.3. De D-flipflop 110
8.2.4. De JK-flipflop 111
8.2.5. De master/slave-flipflop 111

9. Telschakelingen 115

9.1. De mogelijkheden van de impulstelling 115
9.2. De éénrichtingsteller 117
9.3. Heen-en-terugtellers 119
9.4. Schuifregisters 122
9.5. Ringtellers 125
9.6. Hulpfunkties bij telschakelingen 125
9.6.1. De terugstelling 126
9.6.2. Het transport 126
9.6.3. De voortekenbepaling 127
9.6.4. Koïncidentie van telimpulsen 127
9.6.5. De instelbare tellers 127
9.6.6. Indikatie-apparatuur voor tellers 130
9.6.7. Registrering van tellerstanden 131

10. Waarnemen 132

10.1. Opnemers 132
10.2. Waarnemen van objekten 133
10.2.1. Kontakt-meting 133
10.2.2. Licht/donker-waarnemingen 133
10.2.3. Elektromagnetische waarnemingen 134
10.2.4. Ultrasonore waarnemingen 135
10.3. Analoog-digitaal-omzetters 135

11. Praktische wenken voor logische schakelingen 138

11.1. Storingsbronnen en stoorsignalen 138
11.1.1. Stoorsignalen uit het net 139
11.1.2. Stoorsignalen op laagspanningsleidingen en op meet- resp. signaalleidingen . 140
11.1.3. Stoorsignalen op aardleidingen 143
11.2. Opbouw van de schakelingen 145
11.3. Bedradingstabellen 145
11.4. Service 146

12. Voorbeelden en toepassingen van schakelingen 149

12.1. Overzicht van de belangrijkste schakelingssoorten 150
12.1.1. Weerstand-diode-logika (RDL) 150
12.1.2. Diode-transistor-logika (DTL) 150
12.1.3. Weerstand-transistor-logika (RTL) 150
12.1.4. Direkt gekoppelde transistorlogika (DCTL) 152
12.1.5. Transistor-transistor-logika (TTL) 152
12.2. Schakelingen aan de periferie van logische schakelingen 154
12.2.1. Transistors met niet-lineaire belasting 154
12.2.1.1. Gloeilamp als belasting 154
12.2.1.2. Zelfinduktie als belasting 155
12.2.2. Sturing van een transistor door een schakelaar 156
12.2.3. Versterking met behulp van een tweede transistor 158
12.2.4. De vorming van een spanningsdrempel 160
12.2.5. Fotogevoelige elementen 161
12.2.5.1. Typen fotogevoelige elementen 162
12.2.5.2. Toepassing van fotodiodes 162
12.2.6. Schakelingen met thyristors 164
12.2.6.1. Aan/uit-schakeling van wisselspanning met twee thyristors 164
12.2.6.2. Aan/uit-schakeling van wisselspanning met behulp van één thyristor en vier diodes 165
12.2.6.3. Schakeling van gelijkstroom met twee thyristors 167
12.3. Voorbeelden van toepassingen 168

13. Literatuur 179

14. Trefwoordenregister 181

1. Inleiding

1.1. De relaisfunktie

Het doel van een relais is gewoonlijk, met behulp van een kleine energie een grote energie in of uit schakelen. Dit principe dat als *relaisfunktie* bekend staat, treft men in de loop van de technische ontwikkeling steeds meer aan en is geenszins tot het relais alleen beperkt. Met behulp van een klep die met weinig energie geopend en gesloten kan worden, kan bijvoorbeeld de grote energie-afgifte van een stoommachine worden geregeld. Met slechts weinig energie kan ook de energie-ontwikkeling van een verbrandingsmotor (zoals in een auto) worden beheerst. Eveneens met weinig energie kan de energieontwikkeling van een elektromotor worden in- en uitgeschakeld. Dank zij de relaisfunktie is het mogelijk de menselijke spierkracht door andere krachtbronnen te vervangen. Uit deze zienswijze blijkt dat ook elektronenbuizen en transistors een dergelijke relaisfunktie bezitten. Een zeer kleine stuurenergie is immers voldoende om aanzienlijk grotere energieën te schakelen resp. te regelen.

De relaisfunktie kan zowel een *continu-variabel of analoog* karakter als een *discontinu-variabel of digitaal* karakter bezitten. Het analoge karakter treedt bijvoorbeeld op bij versterkers die een signaal evenredig versterken, bij voltmeters met wijzeraflezing, bij continu-regelbare kleppen (gaspedaal in een auto), bij rekenlinialen enz. Voorbeelden voor het digitale karakter zijn o.a.: relais, draaikiezers, kleppen met twee of meer vaste standen (aan/uit-regeling), geheugenringetjes met rechthoekige hysteresislus, telramen enz.

1.2. Wat is „digitaal"

Steeds vaker komt men in de meest uiteenlopende woordverbindingen de uitdrukking „digitaal" tegen.

Om het begrip digitaal te vergemakkelijken is het zinvol allereerst de oorsprong en de betekenis van dit woord na te gaan. Reeds de Romeinen kenden het woord „digitus" en bedoelden daarmee de vingers maar ook de tenen. Zo lag het voor de hand dat de botanici voor het bekende vingerhoedskruid de

naam „digitalis" bedachten. Tenslotte verstaan de medici onder „digitaal" de uitdrukking „met de vinger", terwijl men in de moderne techniek – in de „digitale techniek" – daarmee „cijfermatig" bedoelt. Dit laatste houdt echter niet in dat naar buiten ook steeds cijfers te voorschijn moeten komen. Steeds steunt evenwel de digitale techniek in de één of andere vorm op „discrete" eenheden, op stappen of sprongen van een bepaalde grootte.

Tot voor kort had men eigenlijk meer met de tegenpool van „digitaal" te maken, nl. met „analoog". Zolang de digitale techniek nog geen belangrijke rol speelde, werd aan dit begrip weinig aandacht besteed. Onder „analoog" verstaat men „overeenkomstig", „gelijkvormig" doch ook continu-variabel. Houdt men deze betekenissen van het begrip „analoog" voor ogen, dan kan men zich gemakkelijk voorstellen dat de aflezing van wijzermeetinstrumenten een analoge afbeelding vormt. Fysische grootheden, die volstrekt geen elektrische grootheden behoeven te zijn, worden gewoonlijk als meetkundige of als elektrische grootheden *afgebeeld*. Een eenvoudig voorbeeld vormt de temperatuurmeting met een kwikthermometer. De lengte van de kwikdraad „stemt overeen" met de temperatuur. Omgekeerd kan men ook zeggen: de lengte van de kwikdraad is „analoog" aan de gemeten temperatuur. Evenzo is ze evenredig met de wijzeruitslag van een instrument dat de gemeten fysische grootheid, bijvoorbeeld een spanning, als een daarmee overeenkomende schaallengte weergeeft.

Men moet niet denken dat digitale voorstellingen vindingen van de moderne tijd zijn. Per slot van rekening is de hand het oudste rekentuig. Waren de vingers niet voldoende, dan gebruikte men vaak de tenen erbij. (Op deze manier rekenen tegenwoordig de Papoea's nog.) Ook ging men over op steentjes, paarlen, pitten e.d., waaruit de, nu nog gebruikte, rekenplanken en telramen zijn ontwikkeld. Ook is het geld één der meest verbreide digitale systemen.

1.3. De terugkoppeling

Sedert de automatisering zijn intrede heeft gedaan, is aan het begrip *relaisfunktie* nog een tweede toegevoegd. De zuivere relaisfunktie maakt de menselijke arbeid weliswaar lichter, maar niet overbodig. In principe is alleen de spierkracht vervangen, echter in geen geval het menselijk waarnemen, het interpreteren ervan en het handelen naar aanleiding van deze interpretatie. In de regeltechniek wordt het waarnemen overgenomen door opnemers (instrumenten zoals thermometers, drukmeters, pH-meters, fotocellen enz.). De waarneming wordt vergeleken met de gewenste (vooraf bepaalde) waarde, die niet konstant behoeft te zijn, maar door een programma kan worden bepaald. Op grond van deze vergelijking wordt nu *automatisch* gehandeld. Het signaal dat uit deze ver-

gelijking wordt verkregen, wordt overgedragen via een of andere regelaar die de in par. 1.1 behandelde relaisfunktie bezit. Deze handelwijze kan men ook onder het begrip „terugkoppeling" samenvatten.

Bij dit voorbeeld kan nog worden opgemerkt, dat de automatische handelingen niet van één waarneming maar vaak ook van verschillende waarnemingen kunnen afhangen. Deze moeten dan soms nog bepaalde bewerkingen ondergaan, die eveneens door apparatuur tot stand kunnen worden gebracht. Niet zelden neemt daarbij de „geheugenfunktie" een belangrijke plaats in en men spreekt dan van geheugens.

Fig. 1.1 geeft de schematische indeling van een elektronisch apparaat voor industriële toepassingen. Deze processen kunnen zowel een analoog als een digitaal karakter dragen. Ook komen mengingen van de beide groepen voor, zgn. hybridesystemen. Binnen het kader van dit boek worden echter nóch de analoge regelprocessen, nóch de analoge relaisfunkties (versterkers enz.) behandeld. Hiervoor wordt naar de bestaande literatuur verwezen.

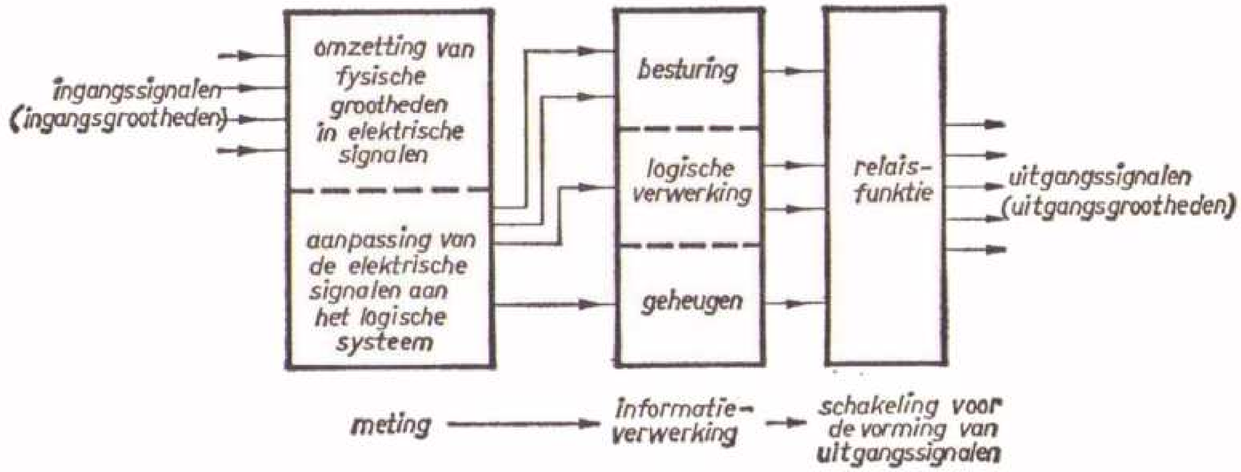


Fig. 1.1. De schematische indeling van elektronische apparaten voor industriële toepassingen.

In dit boek worden digitale schakelingen met halfgeleiders behandeld, waarbij voor zover dit mogelijk is, wordt uitgegaan van relaisschakelingen. Er bestaan verschillende motieven waarom in digitale schakelingen gebruik wordt gemaakt van halfgeleiders.

Enige voordelen zijn:

a. kleine afmetingen;
b. betrouwbaar en zeer weinig onderhoud;
c. praktisch onbeperkte levensduur, onafhankelijk van het aantal schakelingen;
d. gevoeliger dan gewone relais;
e. de bereikbare schakelsnelheden zijn in vergelijking met het relais aanzienlijk hoger, hetgeen een steeds grotere rol speelt;

f. in sommige gevallen blijkt de digitale oplossing thans de voorkeur te verdienen, hoewel voorheen een analoge oplossing zou zijn gekozen; dit laatste hangt tevens samen met het feit dat digitale schakelingen met halfgeleiders veel minder afhankelijk zijn van de temperatuur dan analoge schakelingen met halfgeleiders;
g. goed bestand tegen schokken en trillingen;
h. gemakkelijk in een vorm te verkrijgen die tegen corrosie bestand is;
i. werken bij een lage spanning, waardoor de veiligheid groot is en de kans op vonkontwikkeling tot een minimum is teruggebracht, hetgeen vooral in ruimten met explosiegevaar van grote betekenis is en de konstruktie van zgn. *intrinsiek veilige* apparaten mogelijk maakt.

Deze opsomming laat zich nog uitbreiden. Natuurlijk moet niet worden verheeld dat halfgeleiders ook bepaalde nadelen met zich meebrengen. Deze staan echter in geen enkele verhouding tot de vele voordelen.

2. Basisbegrippen van de digitale techniek

2.1. Decimaal – binair

In verband met de digitale techniek zal men tamelijk vlug met de begrippen „decimaal", „tweetallig" en „binair" in aanraking komen. Men zal zich misschien afvragen of het beslist nodig is om in de digitale techniek deze nieuwe begrippen in te voeren. Hierop kan als antwoord dienen dat het eigenlijk geen nieuwe begrippen zijn. De vraag: „Moet dat dan toch?" kan met een duidelijk „ja" worden beantwoord. Er bestaan namelijk in de techniek en vooral in de digitale techniek zeer veel systemen die ook slechts twee stabiele toestanden kunnen aannemen. Volgens de tegenwoordig misschien nog gebruikelijke – bijna traditionele – „analoge" benaderingswijze is het immers mogelijk dat een raam of een waterkraan meer of minder geopend is. Ook vanuit digitaal oogpunt gezien, is dit mogelijk. Past men ter vereenvoudiging echter slechts het bewuste „óf . . . óf" toe, dan bestaan bij de aangehaalde voorbeelden slechts de toestanden „gesloten" resp. „niet gesloten". Deze „tweewaardige" logika die in de digitale techniek veelvuldig voorkomt, laat slechts twee uitspraken toe. Iets kan dus *waar* of *niet waar* zijn. Hieruit komen de formuleringen „waar" resp. „niet-waar" voort.

Na deze gedachtensprongen lijkt het zinvol om naar het uitgangspunt terug te keren. Het begrip „decimaal" is voldoende bekend, denk maar aan decimale breuken. Alhoewel iedereen voortdurend decimale getallen „hanteert", wordt toch nog even kort op het principe ervan ingegaan; het dient ook om de volgende systemen beter te kunnen begrijpen.

2.1.1. Het decimale systeem

Het decimale systeem beschikt op grond van zijn basis 10 over tien verschillende symbolen, en wel 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 en 9. Zij worden steeds als cijfers aangeduid. Ieder decimaal getal bestaat uit een combinatie van deze cijfers. Men moet wel bedenken dat de gebruikelijke cijfers min of meer willekeurig gedefinieerd zijn. Even goed had men tien letters uit het alfabet kunnen kiezen. Er zijn vele mogelijkheden om decimale getallen aan te duiden. Bekend zijn

de in de algebra gebruikte „algemene" getallen; zij worden weergegeven door letters en men beperkt zich hierbij niet tot tien letters, maar roept zelfs indien nodig verschillende andere alfabetten te hulp. In plaats van de letters kunnen ook bepaalde getallen worden geschreven die weliswaar binnen een rekencyclus niet veranderd mogen worden.

Om het wezen van de decimale getallen als het ware uiteen te rafelen, volgt hier een klein gedachtenexperiment. Een willekeurig zescijferig getal wordt als een algemeen getal geschreven, bijv. *uvw xyz*. Omdat z op de plaats van de eenheden, y van de tientallen, x van de honderdtallen, w van de duizendtallen, v van de tienduizendtallen en u van de honderdduizendtallen staat, betekent dit

$$uvw\,xyz = z \cdot 1 + y \cdot 10 + x \cdot 100 + w \cdot 1000 + v \cdot 10\,000 + u \cdot 100\,000$$

De schrijfwijze met machten van tien is echter overzichtelijker. Men kan het getal daarom ook op de volgende manier schrijven:

$$uvw\,xyz = z \cdot 10^0 + y \cdot 10^1 + x \cdot 10^2 + w \cdot 10^3 + v \cdot 10^4 + u \cdot 10^5$$

Hierdoor wordt tevens aannemelijk gemaakt dat 10 de basis van het decimale systeem is. Duidt men de basis met de letter B aan dan geldt voor het decimale systeem

$$B = 10$$

Tot zover het wezen van de decimale getallen. Het decimale systeem is niet het enige talstelsel. Er zijn oneindig veel talstelsels mogelijk die alle dezelfde wijze van opbouw hebben.

2.1.2. Het tweetallige systeem

Een getallensysteem dat slechts twee verschillende symbolen kent, wordt als *tweetallig* of *binair* systeem aangeduid. De beide symbolen zijn 0 en 1. Hieruit blijkt nu het essentiële verschil met het decimale systeem, want tientallen, honderdtallen enz. bestaan in dit stelsel niet. Dit wordt duidelijker aan de hand van een gedachtenexperiment waarin de kern wordt gevormd door hetzelfde willekeurige zescijferige getal uit par. 2.1.1. Om verwisseling te voorkomen nemen we nu het getal *opq rst*. Ontleedt men dit getal ook op de gebruikelijke wijze – de machten van 10 uit par. 2.1.1 zijn nu machten van 2 – dan ontstaat

$$opq\,rst = t \cdot 2^0 + s \cdot 2^1 + r \cdot 2^2 + q \cdot 2^3 + p \cdot 2^4 + o \cdot 2^5$$

In dit verband moet men zich wel realiseren dat $2^0 = 1$, $2^1 = 2$, $2^2 = 4$, $2^3 = 8$,

$2^4 = 16$ en $2^5 = 32$. Men kan dus even goed in het getallenvoorbeeld de berekende machten van twee gebruiken

$$opq\,rst = t \cdot 1 + s \cdot 2 + r \cdot 4 + q \cdot 8 + p \cdot 16 + o \cdot 32$$

Naar analogie met het voorbeeld van de eenheden, tientallen, honderdtallen enz. moet men hier logischerwijze van eenheden, tweetallen, viertallen, achttallen, zestientallen en twee-en-dertigtallen spreken.

Een volgend, niet minder belangrijk punt werd reeds aangeduid: Bij het tweetallige systeem bestaan slechts de symbolen 0 en 1, immers de basis ervan wordt gevormd door

$$B = 2$$

Dus kunnen ook de afzonderlijke cijfers uit het als voorbeeld gebruikte algemene getal *opq rst* slechts 0 of 1 zijn. Laten we in aansluiting op het gedachtenexperiment het algemene getal nu eens vervangen door een willekeurig bepaald getal, bijvoorbeeld 101 101. Ontleed zal dit er a.v. uitzien:

$$101\,101 \triangleq 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5$$

Voor de overzichtelijkheid kan men natuurlijk de plaatsen die toch nul zijn, weglaten. Dan ziet het getal er a.v. uit:

$$101\,101 \triangleq 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^5$$

Dit kan weer worden vereenvoudigd tot:

$$101\,101 \triangleq 2^0 + 2^2 + 2^3 + 2^5$$

waarvoor men ook kan schrijven

$$101\,101 \triangleq 1 + 4 + 8 + 32$$

Dus:

$$101\,101 \triangleq 45$$

2.1.3. *Van tweetallig naar binair*

Via het tweetallige stelsel komt men tot het begrip „binair". Dit betekent zoveel als „tweewaardig" of „uit twee ... bestaand". In het begin van par. 2.1 was reeds sprake van systemen die slechts twee (stabiele) toestanden kunnen aannemen. Daarbij komt de *tweewaardigheid* tot uiting, die immers reeds bij het tweetallig stelsel optrad. Deze behoeft niet tot de mogelijkheden „0" en „1" beperkt te blijven. Er zijn bijvoorbeeld combinaties denkbaar als „ja" en „neen" of „0" en „niet 0". In het licht van de tweewaardigheid gezien betekent „niet 0" niets anders dan „1", omdat er slechts twee mogelijkheden

bestaan. In analogie hiermee wil „niet 1” niets anders zeggen dan „0”. Hieruit mag worden afgeleid dat in het algemeen de uitspraak „'t gaat niet” om de ene mogelijkheid, inhoudt dat het om de andere mogelijkheid gaat.

2.1.4. Iets over ternair

Kunnen systemen niet slechts twee (stabiele) toestanden, maar *drie* toestanden aannemen, dan worden ze met „ternair” aangeduid, hetgeen zoveel betekent als „driewaardig” of „tot drie toestanden in staat”. Ternaire systemen komen in de relaisschakeltechniek nogal eens voor, bijvoorbeeld relais die drie toestanden kunnen innemen. Daarentegen zijn ternaire systemen in de digitale techniek niet gebruikelijk.

2.2. Schakelfunkties en mathematische symbolen van de schakelalgebra

Elektrische schakelfunkties kunnen met behulp van de schakelalgebra zeer eenvoudig worden beschreven. Bij de bestudering van de *logische* funktie van een willekeurig schakelvraagstuk wordt dit probleem allereerst aan de hand van een funktietabel ontrafeld en vervolgens in de vorm van een schakelalgebraïsche vergelijking beschreven. Om de kosten van de uiteindelijke schakeling zo gering mogelijk te houden, wordt daarbij tevens gebruik gemaakt van enkele rekenregels. Natuurlijk komt ook de omgekeerde benadering voor, waarbij men uit een aanwezige schakeling de schakelalgebraïsche vergelijking ontwikkelt. De schakelalgebra vormt een uitstekend hulpmiddel waarop de praktijkman steeds weer terugvalt.

Tussen de schakelalgebra en de mathematische algebra bestaat een grote mate van overeenstemming, maar er zijn ook verschillen. Gelukkig begint de laatste jaren een uniforme symboliek te ontstaan. Tot voor kort trof men bij de talrijke auteurs een veelvormige symboliek met ten dele zelfs tegengestelde betekenissen aan. Dit is in zoverre bijzonder onaangenaam omdat verwisselingen in de hand worden gewerkt en geen eenduidige aanduiding van de schakelalgebra in tegenstelling tot de mathematische algebra wordt verkregen.

Er bestaat een aantal schakelfunkties die met een bepaald mathematisch teken worden aangeduid. Helaas bestaan voor diverse schakelfunkties meerdere aanduidingen en deze zijn niet alle in de titels van de volgende paragrafen vermeld. De belangrijkste synoniemen worden wel in de overeenkomstige paragraaf aangegeven. Bij de uitleg wordt ten dele van contactenvoorstellingen uitgegaan. Als reden hiervoor geldt dat eenvoudige contactenschakelingen gemakkelijk kunnen worden begrepen. Uiteraard mag niet uit het oog worden verloren dat de werkelijke schakelingen voor de realisering van een beschreven schakelfunktie in de meeste gevallen geen contacten bevatten.

2.2.1. De EN-funktie (konjunktie)

Wanneer er sprake is van een EN-funktie, een EN-netwerk of een konjunktie, betekent dit het samenwerken van tenminste twee ingangsvariabelen met als doel de toestand van de uitgangsvariabelen te beïnvloeden. Deze stelling moet echter nog worden verklaard. Zoals reeds in par. 2.1.3 is opgemerkt, wordt bij een *binair* systeem onderscheid gemaakt tussen twee toestanden. Ze worden aangeduid met de symbolen „0" en „1". De ingangsvariabelen kunnen óf 0 óf 1 zijn, en ze bepalen of de uitgangsvariabele 0 of 1 is.

Wordt de uitgangsvariabele met Q aangeduid en geeft men de ingangsvariabele de aanduiding A met telkens een index voor de doorlopende nummering (dus van 1 tot n), dan kan voor de EN-funktie de volgende definitie worden opgesteld:

> De uitgangsvariabele Q is dan en slechts dan alleen gelijk aan 1, indien *alle* ingangsvariabelen $A_1 \ldots A_n$ gelijk aan 1 zijn. In alle andere gevallen is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 0.

Men kan dit ook als volgt uitdrukken: Q is gelijk aan 1 indien A_1 *en* A_2 *en* ... *en* A_n gelijk aan 1 zijn. Is ook maar één enkele ingangsvariabele gelijk aan 0, dan is ook de uitgangsvariabele gelijk aan 0. Dit is het principe van de EN-funktie en zijn aanduiding stamt uit de samenhang van de ingangsvariabelen door *en*.

Het zou niet bepaald efficiënt zijn als men iedere EN-funktie volgens de bovenstaande schrijfwijze zou opschrijven. In de schakelalgebra bestaat hiervoor een speciaal teken, namelijk $\wedge$. Wiskundig afgekort, ontstaat dan de volgende uitdrukking voor de definitie van de EN-funktie:

$$Q = A_1 \wedge A_2 \wedge \ldots \wedge A_n$$

Volledigheidshalve moet nog worden opgemerkt dat het teken $\wedge$ in dergelijke gevallen ook mag worden weggelaten, voorzover geen misverstand mogelijk is. De bovenstaande uitdrukking wordt dan

$$Q = A_1 A_2 \ldots A_n$$

Dit wordt duidelijk als men bedenkt dat ook in de mathematische algebra het vermenigvuldigingsteken weg mag blijven. Echter moet men van dergelijke vereenvoudigingen slechts gebruik maken indien men voldoende praktijkervaring heeft opgedaan. Bij onvoldoende oefening, of ook als de aantekeningen door minder-geschoolden moeten worden gelezen, wordt met klem aangeraden steeds ook het teken $\wedge$ te gebruiken.

Ongetwijfeld zal nu de vraag rijzen, wat er dan wel met een EN-funktie uitgedrukt of omschreven kan worden. Dit wordt nu aan de hand van een voorbeeld verduidelijkt, waarin twee ingangsvariabelen en één uitgangsvariabele aanwezig zijn. Zie hiervoor fig. 2.1. Wil de lamp *La* kunnen branden, dan moeten allereerst de 2 relais *A* en *B* aantrekken. Elk relais bezit een maakkontakt. Deze kontakten worden met *a* resp. *b* aangeduid. Zijn beide relais aangetrokken, dan kan de lamp *La* uit de spanningsbron *U* worden gevoed. Deze toestand is in fig. 2.1 weergegeven. In de uitgangstoestand zijn de relais *A* en *B* *afgevallen* en in verband daarmee de kontakten *a* en *b* *geopend.*

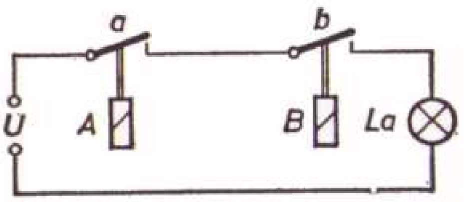


Fig. 2.1. De serieschakeling van twee maakkontakten symboliseert een EN-funktie (konjunktie).

De schakeling uit fig. 2.1 kan op de gebruikelijke wijze ook wiskundig worden omschreven, namelijk door de uitdrukking

$$La = \mathrm{f}(A, B)$$

Weliswaar betekent dit dat *La* een funktie is van de variabelen *A* en *B*, echter wordt hiermee natuurlijk niet gezegd op wélke wijze *La* afhangt van *A* en *B*. De volgende schakelalgebraïsche uitdrukking zegt hier wél iets over

$$La = A \wedge B$$

Men leest dit heel eenvoudig als: *La* is gelijk aan *A* én *B*. Nu is inderdaad precies gedefinieerd op wélke wijze *La* wordt beïnvloed. Om dit in te zien moeten nog enkele afspraken worden gemaakt.
In detail geldt

Lamp *La* brandt = 1
Lamp *La* brandt niet = 0
Relais *A* aangetrokken = 1
Relais *A* afgevallen = 0
Relais *B* aangetrokken = 1
Relais *B* afgevallen = 0

Aan de hand van deze afspraken kan nu gemakkelijk een zgn. *funktie-* of waarheidstabel worden opgesteld. Voor de schakeling van fig. 2.1 ziet deze er als volgt uit:

A	B	La
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Deze tabel maakt bijzonder duidelijk wat bij de definitie van de EN-funktie werd gezegd:

> *La* is dan en slechts dan alleen gelijk aan 1, indien
> *A en B* gelijk aan 1 zijn.

De schakelalgebraïsche vergelijking en de funktietabel leggen het gedrag van een EN-funktie eenduidig vast. Ofschoon het aangehaalde voorbeeld betrekkelijk eenvoudig is, mag toch duidelijk zijn geworden welke uitspraken daarmee kunnen worden gedaan. Dat het daarbij geenszins beperkt blijft tot een brandende of een niet-brandende lamp, behoeft geen betoog.

2.2.2. De OF-funktie (disjunktie)

Onder een OF-funktie, OF-netwerk of disjunktie wordt evenals bij de EN-funktie verstaan het samenwerken van tenminste twee ingangsvariabelen die de toestand van de uitgangsvariabele bepalen. Er bestaat echter t.o.v. de EN-funktie een heel essentieel verschil. Is namelijk bij de EN-funktie vereist dat *alle* ingangsvariabelen gelijk aan 1 moeten zijn opdat ook de uitgangsvariabele gelijk aan 1 is, bij de OF-funktie daarentegen is slechts vereist dat *één* ingangsvariabele gelijk aan 1 is, opdat de uitgangsvariabele gelijk aan 1 is. Wordt de uitgangsvariabele weer met Q aangeduid en krijgen de ingangsvariabelen de aanduiding A met steeds een index voor de doorlopende nummering (dus van 1 tot n), dan kan voor de OF-funktie de volgende definitie worden opgesteld:

> De uitgangsvariabele Q is dan en alleen dan gelijk aan 1, indien *één* of meer van de ingangsvariabelen A_1, A_2 ... A_n gelijk aan 1 zijn. Slechts indien *alle* ingangsvariabelen gelijk aan 0 zijn, is ook de uitgangsvariabele Q gelijk aan 0.

Men kan dit ook als volgt omschrijven: Q is gelijk aan 1, indien A_1 *of* A_2 *of* ... *of* A_n gelijk aan 1 is. Bij de EN-funktie was het voldoende dat maar één enkele ingangsvariabele gelijk aan 0 was om ook de uitgangsvariabele gelijk aan 0 te maken. Daarentegen is het bij de OF-funktie voldoende dat slechts één ingangsvariabele gelijk aan 1 is om ook de uitgangsvariabele gelijk aan 1

te maken. Dit is het principe van de OF-funktie en zijn aanduiding stamt uit de samenhang van de ingangsvariabelen door *of*.

Ook de OF-funktie kan met behulp van de schakelalgebra worden weergegeven. Hiervoor bestaat het teken $\vee$. De wiskundige omschrijving van de definitie van de OF-funktie is door de onderstaande uitdrukking gegeven:

$$Q = A_1 \vee A_2 \vee \ldots \vee A_n$$

Hierbij mag echter, in tegenstelling tot de EN-funktie, het teken $\vee$ in géén geval worden weggelaten. Dit is ook gemakkelijk in te zien als men bedenkt dat in de wiskundige algebra weliswaar het vermenigvuldigingsteken weg mag blijven, maar het plusteken niet.

Wat nu met een OF-funktie uitgedrukt of omschreven kan worden, zal aan de hand van een tweede voorbeeld worden verduidelijkt. Dit voorbeeld lijkt iets op dat uit par. 2.2.1. Ook hier zijn 2 ingangsvariabelen en 1 uitgangsvariabele. Wil de lamp *La* gaan branden, dan behoeft slechts één van de twee relais *A* en *B* aan te trekken. Elk relais heeft een maakkontakt. Deze worden met *a* en *b* aangeduid. Is een van beide relais of zijn beide relais aangetrokken, dan kan de lamp *La* uit de spanningsbron *U* worden gevoed. Dit is in fig. 2.2 weergegeven. In de uitgangstoestand zijn de relais *A* en *B* *afgevallen* en dientengevolge de kontakten *a* en *b* *geopend*.

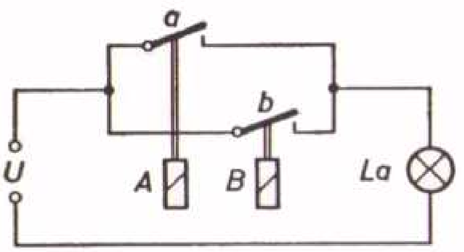


Fig. 2.2. De parallelschakeling van twee maakkontakten symboliseert een OF-funktie (disjunktie).

Evenals de schakeling uit fig. 2.1 kan ook de schakeling uit fig. 2.2 op de gebruikelijke wijze wiskundig worden omschreven, namelijk door de uitdrukking:

$$La = \mathrm{f}\,(A, B)$$

Dit wil weer niets anders zeggen dan dat *La* een funktie is van de variabelen *A* en *B*. Natuurlijk is daarmee weer niets gezegd over de wijze waarop *La* van *A* en *B* afhangt. Meer nog: deze omschrijving is volledig gelijk aan de formule die in dit verband voor de EN-funktie werd gebruikt. De schakelalgebraïsche uitdrukking brengt hier weer duidelijkheid:

$$La = A \vee B$$

Men leest deze uitdrukking als: *La* is gelijk aan *A* of *B*. Nu is inderdaad nauwkeurig gedefinieerd op welke wijze *La* wordt beïnvloed.

Aan de hand van dezelfde afspraken als in de vorige par. zijn gemaakt, kan nu weer gemakkelijk een *funktietabel* worden opgesteld. Voor de OF-funktie uit fig. 2.2 ziet deze er als volgt uit:

A	*B*	*La*
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Deze tabel maakt vooral duidelijk wat in de definitie van de OF-funktie uiteengezet werd:

> *La* is dan en slechts dan gelijk aan 1 indien *A of B of A* en *B* gelijk aan 1 is (zijn).

De schakelalgebraïsche vergelijking en de funktietabel kenmerken het gedrag van een OF-funktie eenduidig.

2.2.3. De NIET-funktie (negatie)

Het principe van de NIET-funktie wijkt af van dat van de EN- en de OF-funktie. In tegenstelling tot beide laatsten bestaat er bij de NIET-funktie slechts één ingangsvariabele. Evenwel is de NIET-funktie toch van grote betekenis. Overigens wordt ze o.a. ook als negatie of inversie aangeduid, hetgeen zoveel als ontkenning resp. omkering betekent. Het kenmerkende van de NIET-funktie is namelijk dat de toestand van de ingangsvariabele *A* steeds wordt „omgekeerd" en deze „omgekeerde" ingangsvariabele verschijnt dan als uitgangsvariabele *Q*. Om het eens anders te omschrijven: uit „ja" ontstaat „neen" en uit „neen" ontstaat „ja" – uit 1 ontstaat 0 en uit 0 ontstaat 1. Wat er ook steeds als ingangssignaal *A* arriveert, het wordt „omgekeerd" (geïnverteerd) tot de uitgangsvariabele *Q*.

In de schakelalgebra bestaat ook voor de NIET-funktie een symbool. Wel beschouwd bestaan er zelfs twee verschillende tekens waarvan er één toch wel aanzienlijk meer wordt toegepast. Het is heel gewoon een streep boven het symbool, wat ook al uit de wiskunde bekend is en daar bijvoorbeeld in $\bar{a}$ als „*a* streep" wordt aangeduid en uitgesproken. Dit is echter niet zo in de schakelalgebra. Hier wordt $\bar{a}$ als „niet *a*" aangeduid en uitgesproken. Naar analogie van de tegenstellingen die in de voorafgaande alinea zijn beschreven, ontstaat

bijgevolg uit de ingangsvariabele A door de NIET-funktie $\bar{A}$, wat dan identiek is met de uitgangsvariabele Q. In de vorm van een schakelalgebraïsche uitdrukking kan dit als volgt worden geschreven:

$$Q = \bar{A}$$

Dit wordt gelezen als „Q is gelijk niet A". Voor $\bar{A}$ bestaat ook nog een andere schrijfwijze en wel $\neg A$. Daarmee ziet de bovenstaande vergelijking er dan als volgt uit:

$$Q = \neg A$$

De betekenis en de uitspraak ervan is precies dezelfde. In bepaalde gebieden van de techniek wordt aan de laatste schrijfwijze de voorkeur gegeven, zo bijvoorbeeld als *logische operator* in de algoritmische taal ALGOL. Er moet bovendien rekening mee worden gehouden dat deze tekens en symbolen met de machine worden geschreven en uit constructieve overwegingen niet boven een ander teken kunnen worden geplaatst.

Om ook van de NIET-funktie een bepaalde voorstelling te vormen, kan men zich een relais A voorstellen dat nu niet een maakkontakt a bezit maar een *breek*kontakt $\bar{a}$. Zolang het relais A afgevallen blijft, is het kontakt $\bar{a}$ gesloten. Wordt via dit kontakt een lamp La uit een spanningsbron U gevoed, dan brandt de lamp slechts bij afgevallen relais. Deze situatie is in fig. 2.3 weergegeven. In de uitgangstoestand is het relais A *afgevallen* en dientengevolge het kontakt $\bar{a}$ *gesloten*.

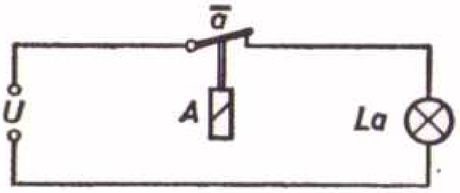


Fig. 2.3. Een verbreekkontakt symboliseert een NIET-funktie (negatie).

Wil men de schakeling van fig. 2.3 op de gebruikelijke wijze wiskundig omschrijven, dan zal de uitdrukking luiden:

$$La = \mathrm{f}(A)$$

Doch daarmee wordt weer geen uitspraak gedaan over de wijze van afhankelijkheid. De overeenkomstige schakelalgebraïsche uitdrukking luidt:

$$La = \bar{A}$$

Men leest dan: La is gelijk aan niet A. Voor de verdere uitleg worden weer dezelfde afspraken gemaakt, als in de vorige twee paragrafen.

Er mag in dit geval beslist niet worden vergeten dat er nu sprake is van een breekkontakt en niet van een maakkontakt. Aan de hand van de gemaakte afspraken kan nu weer een funktietabel worden opgesteld. Voor de schakeling van fig. 2.3 ziet deze tabel er als volgt uit:

A	*La*
0	1
1	0

Hiermee wordt het principe van de NIET-funktie nog eens uiteengezet: *La* is steeds dan gelijk aan 1 indien *A* gelijk is aan 0. Omgekeerd geldt natuurlijk ook: *La* is steeds dan gelijk aan 0 indien *A* gelijk is aan 1.

Ook hier karakteriseren de schakelalgebraïsche vergelijking en de funktietabel eenduidig het gedrag van de NIET-funktie.

2.2.4. De NAND-funktie (genegeerde konjunktie)

Allereerst wordt opgemerkt dat de uitdrukking „NAND" een samentrekking is van „NOT" (Eng. voor NIET) en „AND" (Eng. voor EN). Ofschoon de namen voor de uitdrukkingen „NOT" en „AND" als „NIET" en „EN" zijn aangeduid, dus vertaald, heeft men een vertaling van „NAND" met bijvoorbeeld „NEN" vermeden.

De NAND-funktie komt neer op een omkering van de EN-funktie. Dit komt ook in de uitdrukking „genegeerde konjunktie" tot uiting. Als logische konsequentie kan men de NAND-funktie als een serieschakeling van de EN-funktie en de NIET-funktie voorstellen. Ook bij de NAND-funktie wordt de uitgangsvariabele met Q aangeduid en de ingangsvariabelen krijgen de aanduiding A met telkens een index voor de doorlopende nummering. Bij de EN-funktie is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 1 indien alle ingangsvariabelen $A_1, \ldots, A_n$ gelijk aan 1 zijn, in alle andere gevallen is Q gelijk aan 0. Omdat nu echter de NIET-funktie alles omkeert, zijn alle toestanden precies tegengesteld. Hieruit is nu de definitie van de NAND-funktie ontstaan:

> De uitgangsvariabele Q is dan en slechts dan gelijk aan 0 indien A_1 en A_2 en ... en A_n gelijk aan 1 zijn. In alle andere gevallen is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 1.

Men kan ook zeggen: Q is gelijk aan 0 indien A_1 en A_2 en ... en A_n gelijk aan 1 zijn. Is ook maar één enkele ingangsvariabele gelijk aan 0, dan is de uitgangsvariabele gelijk aan 1. Dit is het principe van de NAND-funktie.

Ook de NAND-funktie kan men met behulp van de schakelalgebra omschrij-

ven. Hiervoor bestaat het teken $\overline{\wedge}$. De wiskundige omschrijving van de definitie van de NAND-funktie leidt tot de uitdrukking:

$$Q = A_1 \overline{\wedge} A_2 \overline{\wedge} A_3 \overline{\wedge} \ldots \overline{\wedge} A_n$$

Deze vergelijking is ontstaan uit:

$$Q = \overline{A_1 \wedge A_2 \wedge \ldots \wedge A_n}$$

De beide uitdrukkingen zijn geheel gelijkwaardig.

Wat er met een NAND-funktie uitgedrukt of omschreven kan worden, wordt weer aan de hand van een voorbeeld verklaard. Hierin zijn 2 ingangsvariabelen en 1 uitgangsvariabele aanwezig. Naar het voorbeeld uit par. 2.2.1 (fig. 2.1) zijn voor de bediening van een lamp *La* die uit een spanningsbron *U* moet worden gevoed, weer 2 relais *A* en *B* vereist. Omdat echter door de NIET-funktie die in de NAND-funktie aanwezig is, een omkering plaatsvindt, bezitten de voor dit voorbeeld gebruikte relais geen maak- maar breekkontakten. Ze worden met $\bar{a}$ en $\bar{b}$ aangeduid. Hoe moeten de kontakten echter geschakeld zijn, in serie of parallel? De definitie van de NAND-funktie schrijft voor dat de uitgangsvariabele slechts dán gelijk aan 0 is (= lamp *La* brandt niet), wanneer alle ingangsvariabelen gelijk aan 1 zijn (= relais *A* en *B* aangetrokken, breekkontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ open). In alle andere gevallen (= minstens één relais afgevallen, minstens één breekkontakt gesloten) is de uitgangsvariabele *Q* gelijk aan 1 (= lamp *La* brandt). Hieruit volgt dat de kontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ *parallel* geschakeld moeten zijn. Dit is in fig. 2.4 weergegeven. In de uitgangssituatie zijn de relais *A* en *B* afgevallen en dientengevolge de kontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ gesloten.

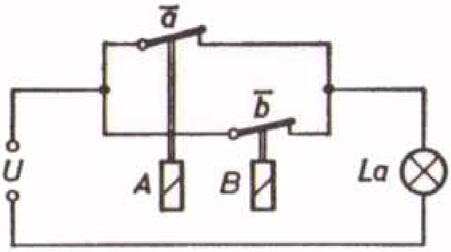


Fig. 2.4. De parallelschakeling van twee verbreekkontakten symboliseert een NAND-funktie (genegeerde konjunktie).

De gebruikelijke wiskundige omschrijving van de schakeling uit fig. 2.4 luidt:

$$La = \mathrm{f}(A, B)$$

De daarmee overeenstemmende schakelalgebraïsche uitdrukking ziet er echter als volgt uit:

$$La = \overline{A \wedge B}$$

of

$$La = A \overline{\wedge} B$$

Overigens laat deze NAND-funktie zich ook tot de elementaire OF-funktie herleiden. Immers, slechts één van de beide relais *A* en *B* moet zijn afgevallen als de lamp *La* wil branden en dit kan ook als volgt worden geschreven:

$$La = \overline{A} \vee \overline{B}$$

Voor de schakeling uit fig. 2.4 ziet de funktietabel er als volgt uit:

A	*B*	*La*
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Door deze tabel is de definitie van de NAND-funktie opnieuw verduidelijkt: *La* is dan en slechts dan gelijk aan 0 indien *A* en *B* gelijk aan 1 zijn.

2.2.5. *De NOR-funktie (genegeerde disjunktie)*

De uitdrukking „NOR" is evenals „NAND" gevormd uit een samentrekking en wel van „NOT" (Eng. voor NIET) en „OR" (Eng. voor OF).

Bij de NOR-funktie gaat het om een omkering van de OF-funktie. Dit komt dan ook tot uiting in de uitdrukking „genegeerde disjunktie".

In analogie met de NAND-funktie kan men zich de NOR-funktie voorstellen als een serieschakeling van een OF-funktie en een NIET-funktie. Ook bij de NOR-funktie wordt de uitgangsvariabele met *Q* aangeduid en de ingangsvariabelen krijgen de aanduiding *A* met telkens een index voor de doorlopende nummering. Bij de OF-funktie is de uitgangsvariabele *Q* gelijk aan 1 indien ook maar één van de ingangsvariabelen $A_1 \ldots A_n$ gelijk is aan 1; slechts indien alle ingangsvariabelen *A* gelijk zijn aan 0, is ook de uitgangsvariabele *Q* gelijk aan 0. Omdat echter de NIET-funktie alles omkeert, zijn de resultaten juist tegengesteld. Hieruit ontstaat nu de definitie van de NOR-funktie:

> De uitgangsvariabele *Q* is dan en slechts dan gelijk aan 1, indien *alle* ingangsvariabelen $A_1 \ldots A_n$ gelijk aan 0 zijn. In alle andere gevallen is de uitgangsvariabele *Q* gelijk aan 0.

Men kan ook zeggen: *Q* is gelijk aan 1, indien A_1 en A_2 en ... en A_n gelijk aan 0 zijn. Is ook maar één enkele ingangsvariabele gelijk aan 1, dan is de uitgangsvariabele gelijk aan 0. Dit is het principe van de NOR-funktie.

Ook de NOR-funktie kan met behulp van de schakelalgebra worden om-

schreven. Hiervoor bestaat het teken $\overline{\vee}$ (te lezen als „nor"). De wiskundige omschrijving van de definitie van de NOR-funktie leidt tot de volgende uitdrukking:

$$Q = A_1 \overline{\vee} A_2 \overline{\vee} \ldots \overline{\vee} A_n$$

Deze formule is ontstaan uit:

$$Q = \overline{A_1 \vee A_2 \vee \ldots \vee A_n}$$

De beide uitdrukkingen zijn gelijkwaardig.

Wat met een NOR-funktie uitgedrukt of omschreven kan worden, wordt aan de hand van een voorbeeld verduidelijkt. Hierin zijn 2 ingangsvariabelen en 1 uitgangsvariabele opgenomen. Naar analogie van het voorbeeld uit par. 2.2.2 (fig. 2.2) zijn voor de bediening van een lamp *La*, die uit een spanningsbron *U* zal worden gevoed, weer 2 relais *A* en *B* vereist. Omdat door de NIET-funktie die in de NOR-funktie aanwezig is, een omkering plaatsvindt, bezitten de voor dit voorbeeld gebruikte relais geen maak-, maar *breek*kontakten. Ze worden met $\bar{a}$ en $\bar{b}$ aangeduid. Hoe moeten in dit geval de kontakten worden geschakeld – parallel of in serie? De definitie van de NOR-funktie stelt dat de uitgangsvariabele Q slechts dan gelijk is aan 1 (= lamp *La* brandt), indien alle ingangsvariabelen gelijk aan 0 zijn (= relais *A* en *B* afgevallen, breekkontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ gesloten). In alle andere gevallen (= minstens 1 relais aangetrokken, minstens 1 breekkontakt open) is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 0 (= lamp *La* brandt niet). Hieruit volgt dat de kontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ in *serie* geschakeld moeten zijn. Dit is in fig. 2.5 weergegeven. In de uitgangstoestand zijn de relais *A* en *B* *afgevallen*, dus als de kontakten $\bar{a}$ en $\bar{b}$ zijn *gesloten*.

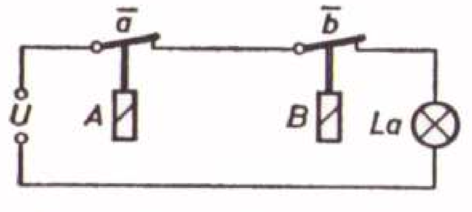


Fig. 2.5. De serieschakeling van twee verbreekkontakten symboliseert een NOR-funktie (genegeerde disjunktie).

De gebruikelijke wiskundige omschrijving van de schakeling in fig. 2.5 luidt:

$$La = f(A, B)$$

En de daarmee overeenkomende schakelalgebraïsche uitdrukking:

$$La = \overline{A \vee B}$$

of

$$La = A \overline{\vee} B$$

Overigens laat zich deze NOR-funktie ook tot de elementaire EN-funktie herleiden. Immers wil de lamp *La* branden, dan moeten beide relais *A* en *B* zijn afgevallen. Dit kan ook worden weergegeven door

$$La = A \wedge \overline{B}$$

Voor de schakeling uit fig. 2.5 ziet de funktietabel er als volgt uit:

A	*B*	*La*
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

2.2.6. Equivalentie en antivalentie

Behalve de basisfunkties EN, OF en NIET, alsmede de hieruit afgeleide funkties NAND en NOR, komen nog twee samengestelde funkties voor, die ook belangrijk zijn. Dit zijn equivalentie en antivalentie.

Bij de beschouwing van de funkties EN, OF, NAND en NOR ontstaat het volgende beeld:

EN-funktie	$Q = 1$, indien $A_1 \ldots A_n = 1$
OF-funktie	$Q = 0$, indien $A_1 \ldots A_n = 0$
NAND-funktie	$Q = 0$, indien $A_1 \ldots A_n = 1$
NOR-funktie	$Q = 1$, indien $A_1 \ldots A_n = 0$

Dit wil zeggen dat de uitgangsvariabele Q een zeer bepaalde toestand aanneemt, indien *alle* ingangsvariabelen $A_1 \ldots A_n$ ook een zeer bepaalde toestand aannemen, die echter in het geheel niet met de toestand van de uitgangsvariabele overeen behoeft te stemmen; dit is dan ook bij de NAND- resp. de NOR-funktie te zien. Steeds beslist *een* bepaalde toestand van *alle* ingangsvariabelen over de toestandsverandering van de uitgangsvariabele; nooit is de andere toestand van *alle* ingangsvariabelen of zelfs een tegenstrijdigheid van de ingangsvariabelen doorslaggevend. Anders gedragen zich de equivalentie en de antivalentie.

2.2.6.1. De equivalentie

Bij de *equivalentie* beslist de *gelijkwaardigheid* van twee ingangsvariabelen A_1 en A_2 over de toestand van de uitgangsvariabele Q. De definitie luidt als volgt:

> De uitgangsvariabele Q is steeds dan gelijk aan 1, indien de ingangsvariabelen A_1 en A_2 dezelfde funktiewaarde bezitten, dus *beide* gelijk aan 1 of *beide* gelijk aan 0 zijn. Bij verschillende funktiewaarden is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 0.

De schakelalgebraïsche uitdrukking voor de equivalentie van twee ingangsvariabelen luidt:

$$Q = (A_1 \wedge A_2) \vee (A_1 \wedge \bar{A}_2)$$

en kan zó worden opgevat dat óf de reguliere variabelen A_1 *en* A_2 *óf* de geïnverteerde (omgekeerde) variabelen $\bar{A}_1$ en $\bar{A}_2$ de toestand van de uitgangsvariabele beïnvloeden. In vereenvoudigde vorm kan hiervoor ook

$$Q = A_1 \equiv A_2$$

worden geschreven, hetgeen als „Q is gelijk aan A_1 equivalent A_2" wordt gelezen. De daarbij behorende funktietabel ziet er als volgt uit:

A_1	A_2	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tracht zelf eens een verklarende kontaktenschakeling op te stellen die hieraan voldoet.

2.2.6.2 De antivalentie

De *antivalentie* is het tegenovergestelde van de equivalentie. Hier beslist de *tegenstrijdigheid* in de toestanden van de twee ingangsvariabelen A_1 en A_2 over de toestand van de uitgangsvariabele Q. De definitie luidt als volgt:

> De uitgangsvariabele Q is steeds dan gelijk aan 1, indien de ingangsvariabelen A_1 en A_2 tegengestelde funktiewaarden bezitten, dus wanneer de *ene* gelijk aan 1 en de *andere* gelijk aan 0 is. Bij gelijke funktiewaarden is de uitgangsvariabele Q gelijk aan 0.

De schakelalgebraïsche uitdrukking voor de antivalentie van twee ingangsvariabelen luidt:

$$Q = (A_1 \wedge \bar{A}_2) \vee (\bar{A}_1 \wedge A_2)$$

en kan zó worden uitgelegd dat óf de ene veranderlijke A_1 resp. A_2 regulier en

de andere veranderlijke A_2 resp. A_1 geïnverteerd (omgekeerd), óf de ene geïnverteerd en de andere regulier moet zijn, om de toestand van de uitgangsvariabele te beïnvloeden. In vereenvoudigde vorm kan hiervoor ook

$$Q = A_1 \not\equiv A_2$$

worden geschreven, hetgeen als „Q is gelijk A_1 antivalentA_2" wordt gelezen. De hierbij behorende funktietabel ziet er als volgt uit:

A_1	A_2	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

De antivalentie wordt soms ook wel aangeduid met exclusieve OF-funktie, omdat slechts A_1 *of* A_2 gelijk aan 1 mogen zijn, opdat Q gelijk aan 1 is. Exclusief betekent zoveel als „uitsluitend"; er wordt onder verstaan dat het feit dat één ingangsvariabele gelijk aan 1 is, uitsluit dat de andere ingangsvariabele eveneens gelijk aan 1 is, indien de uitgangsvariabele gelijk aan 1 is.

2.2.7. Overzicht van de schakelfunkties

Als samenvatting van de paragrafen 2.2.1 tot 2.2.6 wordt nu in beknopte vorm een overzicht van de schakelfunkties gegeven. Dit is vooral bestemd voor al diegenen die reeds in meer of mindere mate inzicht bezitten en slechts het principe nog eens willen naslaan. Er wordt steeds van twee ingangsvariabelen uitgegaan; een uitzondering hierop vormt de NIET-funktie waarbij slechts van één ingangsvariabele sprake is. Naast de funktietabel worden bij de desbetreffende schakelfunktie ook de overeenkomstige wiskundige tekens van de schakelalgebra gegeven.

2.2.7.1. De EN-funktie (konjunktie)

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\wedge$
$Q = A_1 \wedge A_2$
Voor bijzonderheden zie par. 2.2.1.

2.2.7.2. De OF-funktie (disjunktie)

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\vee$

$Q = A_1 \vee A_2$

Voor bijzonderheden zie par. 2.2.2.

2.2.7.3. De NIET-funktie (negatie)

Funktie-tabel:

A	Q
0	1
1	0

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: — of $\neg$

$Q = \bar{A}$

Voor bijzonderheden zie par. 2.2.3.

2.2.7.4. De NAND-funktie (geïnverteerde konjunktie)

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\overline{\wedge}$

$Q = \overline{A_1 \wedge A_2} = A_1 \overline{\wedge} A_2 = \bar{A}_1 \vee \bar{A}_2$

Voor bijzonderheden zie par. 2.2.4.

2.2.7.5. De NOR-funktie (geïnverteerde disjunktie)

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\overline{\vee}$

$Q = \overline{A_1 \vee A_2} = A_1 \overline{\vee} A_2 = \bar{A}_1 \wedge \bar{A}_2$

Voor bijzonderheden zie par. 2.2.5.

2.2.7.6. De equivalentie

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\equiv$

$Q = (A_1 \wedge A_2) \vee (\bar{A}_1 \wedge \bar{A}_2) = A_1 \equiv A_2$

Voor bijzonderheden zie par. 2.2.6.1.

2.2.7.7. De antivalentie

Funktie-tabel:

A_1	A_2	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Wiskundig teken uit de schakelalgebra: $\not\equiv$
$Q = (A_1 \wedge \bar{A}_2) \vee (\bar{A}_1 \wedge A_2) = A_1 \not\equiv A_2$
Voor bijzonderheden zie par. 2.2.6.2.

2.3. Rekenregels van de schakelalgebra

Met behulp van de schakelalgebra kunnen schakeltechnische problemen door middel van vergelijkingen eenduidig worden vastgelegd. Bovendien ontstaat dan de mogelijkheid om de gevonden vergelijkingen zodanig te vereenvoudigen dat een minimum aan schakelfunkties is vereist. Voor de praktijk betekent dit dat met een minimum aantal schakeleenheden wordt gewerkt. Hoewel een reeks van regels en wetten uit de schakelalgebra de indruk wekt overeen te stemmen met – of tenminste zeer sterk te gelijken op – die uit de traditionele algebra, mag men zich toch niet laten misleiden. Tengevolge van verkeerd gebruik zijn gemakkelijk vergissingen mogelijk. Daarom is het beter om de schakelalgebra als een op zichzelf staande algebra te beschouwen met haar eigen regels. Het is bijvoorbeeld niet geoorloofd om afzonderlijke variabelen of gedeelten van vergelijkingen naar „het andere deel'' van een vergelijking te brengen, zoals dit wel bij de traditionele algebra gebruikelijk is. De schakelalgebra gebruikt niet zonder reden eigen wiskundige tekens; lange tijd hebben de tekens en symbolen van de traditionele algebra hier aanleiding tot verwisselingen gegeven.

In de nu volgende paragrafen wordt een overzicht van de voornaamste rekenregels gegeven.

2.3.1. Elementaire vergelijkingen

De elementaire vergelijkingen worden op blz. 34 slechts in tabelvorm behandeld, omdat ze meestal zonder verdere verklaringen kunnen worden begrepen. Er worden dan speciale wenken gegeven als dit gewenst is.

2.3.1.1. Konstante funkties

In de schakelalgebra bestaan slechts twee konstanten, namelijk 1 en 0. De tabel toont achtereenvolgens de mogelijke vergelijkingen voor EN-, OF- en NIET-funkties.

EN-funktie	OF-funktie	NIET-funktie
$0 \wedge 0 = 0$	$0 \vee 0 = 0$	$\bar{0} = 1$
$0 \wedge 1 = 0$	$0 \vee 1 = 1$	$\bar{1} = 0$
$1 \wedge 0 = 0$	$1 \vee 0 = 1$	
$1 \wedge 1 = 1$	$1 \vee 1 = 1$	

2.3.1.2. Funkties met één variabele en één konstante

EN-funktie	OF-funktie	NIET-funktie
$0 \wedge X = 0$	$0 \vee X = X$	$\bar{\bar{X}} = X$
$1 \wedge X = X$	$1 \vee X = 1$	
$X \wedge X = X$	$X \vee X = X$	
$X \wedge \bar{X} = 0$	$X \vee \bar{X} = 1$	

In de kolom NIET-funktie is tot uitdrukking gebracht dat de dubbele toepassing van de NIET-funktie (men spreekt ook van dubbele inversie of dubbele negatie) weer de oorspronkelijke konstante resp. variabele ontstaat. Evenzo geldt ook $\bar{\bar{0}} = 0$ en $\bar{\bar{1}} = 1$.

2.3.1.3. Funkties van twee variabelen

Commutatieve wet voor EN-funktie en OF-funktie	Negatie-regel voor EN-funktie en OF-funktie
$X_1 \wedge X_2 = X_2 \wedge X_1$	$\overline{X_1 \wedge X_2} = \bar{X}_1 \vee \bar{X}_2$
$X_1 \vee X_2 = X_2 \vee X_1$	$\overline{X_1 \vee X_2} = \bar{X}_1 \wedge \bar{X}_2$

2.3.1.4. Funkties met drie resp. vier variabelen

Associatieve wet voor EN-funkties en OF-funkties	Distributieve wet voor EN-funkties en OF-funkties
$X_1 \wedge (X_2 \wedge X_3) = (X_1 \wedge X_2) \wedge X_3$	$X_1 \wedge (X_2 \vee X_3) = X_1 \wedge X_2 \vee X_1 \wedge X_3$
$= X_1 \wedge X_2 \wedge X_3$	$X_1 \vee X_2 \wedge X_3 = (X_1 \vee X_2) \wedge (X_1 \vee X_3)$
$X_1 \vee (X_2 \vee X_3) = (X_1 \vee X_2) \vee X_3$	$(X_1 \vee X_2) \wedge (X_3 \vee X_4) =$
$= X_1 \vee X_2 \vee X_3$	$= X_1 \wedge X_3 \vee X_1 \wedge X_4 \vee X_2 \wedge X_3$
	$\vee X_2 \wedge X_4$

2.3.2. *Algemene wetten*

In deze paragraaf worden vier regels gegeven die als de algemene basiswetten kunnen worden beschouwd en die voor het werken met de schakelalgebra onontbeerlijk zijn.

2.3.2.1. *De substitutieregel*

De substitutieregel houdt in dat voor een bepaalde variabele in een vergelijking op alle voorkomende plaatsen een willekeurige funktie mag worden geplaatst. Daarbij verandert er niets aan de vergelijking en er gelden de volgende wetten:

- Er wordt principieel slechts voor één variabele gesubstitueerd; dit geschiedt op alle plaatsen waarop deze variabele in de oorspronkelijke vergelijking voorkomt.
- Weliswaar kan iedere willekeurige funktie worden gesubstitueerd, doch deze moet bij elk substitutieproces vooraf vast gekozen worden.
- De variabelen van de te substitueren funkties kunnen in willekeurig aantal met de variabelen van de oorspronkelijke vergelijking overeenstemmen, of ook van deze verschillend zijn.

Het gebruik van de substitutieregel zal nu aan de hand van een voorbeeld worden toegelicht. De oorspronkelijke vergelijking luidt:

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

Wordt nu in f_1 en f_2 voor de variabele X_k de (hier willekeurig aangenomen) funktie

$$g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$

gesubstitueerd, dan geldt

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n)\ X_k\ /\ g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m) =$$

$$= f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)\ X_k\ /\ g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$

op voorwaarde dat $1 \leqslant k \leqslant n$ is.

2.3.2.2. *De vervangingsregel*

De vervangingsregel houdt in dat in een funktie bepaalde – daarin voorkomende – deelfunkties door daarmee overeenkomende deelfunkties worden vervangen. Op deze wijze gaat de oorspronkelijke funktie over in een aan haar equivalente funktie. Hierbij gelden de volgende wetten:

- Er worden principieel willekeurige deelfunkties vervangen; dit geschiedt op willekeurige plaatsen waarin deze deelfunkties in de oorspronkelijke funktie voorkomen. Het is niet strikt noodzakelijk dat dit op alle plaatsen geschiedt.
- Een deelfunktie kan steeds slechts door een andere deelfunktie worden vervangen die aan haar equivalent is.

Deze algemene formulering van de vervangingsregel zal verder worden toegelicht.

Worden in een funktie die uit EN-, OF- of NIET-funkties van de deelfunkties f_1 resp. g_1 bestaan, deze deelfunkties steeds door equivalente deelfunkties vervangen, dan gaat de oorspronkelijke funktie over in een aan haar equivalente funktie. Veronderstelt men dus dat $f_1 = f_2$ en $g_1 = g_2$ dan gelden de volgende vergelijkingen:

$$f_1 \wedge g_1 = f_2 \wedge g_2$$
$$f_1 \vee g_1 = f_2 \vee g_2$$
$$\bar{f_1} = \bar{f_2}$$

De nieuwe deelfunkties f_2 en g_2 kunnen op hun beurt weer door andere worden vervangen.

2.3.2.3. Het dualiteitsprincipe en de negatieregel

Het dualiteitsprincipe wordt vaak naar de opsteller ervan met de benaming de *Wetten van de Morgan* aangeduid. In algemene formulering luidt dit als volgt:

Met twee funkties $f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n)$ en $f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)$ zijn de overeenkomende duale funkties $f_1^*(X_1, X_2, \ldots, X_n)$ en $f_2^*(X_1, X_2, \ldots, X_n)$ equivalent. Dit betekent dat uit

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

rechtstreeks volgt

$$f_1^*(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2^*(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

Door middel van dit principe kunnen EN-funkties in OF-funkties worden getransformeerd en omgekeerd. In een uitdrukking vervangt men dan alle tekens voor EN-elementen door die voor OF-elementen, resp. alle tekens voor OF-elementen door die voor EN-elementen, inverteert vervolgens alle variabelen afzonderlijk en aansluitend nog eens de gehele uitdrukking. In een voorbeeld ziet dit er als volgt uit

$$X_1 \wedge X_2 \wedge \ldots \wedge X_n = \overline{\bar{X}_1 \vee \bar{X}_2 \vee \ldots \vee \bar{X}_n}$$

We zien hier dat uit een EN-netwerk een NOR-netwerk van de geïnverteerde variabelen ontstaat, want we kunnen even goed schrijven

$$X_1 \wedge X_2 \wedge \ldots \wedge X_n = \bar{X}_1 \overline{\vee}\ \bar{X}_2 \overline{\vee} \ldots \overline{\vee}\, \bar{X}_n$$

Op dezelfde wijze ontstaat uit een OF-netwerk een NAND-netwerk

$$X_1 \vee X_2 \vee \ldots \vee X_n = \overline{\bar{X}_1 \wedge \bar{X}_2 \wedge \ldots \wedge \bar{X}_n} = \bar{X}_1 \bar{\wedge}\, \bar{X}_2 \bar{\wedge} \ldots \bar{\wedge}\, \bar{X}_n$$

Vanuit dit gezichtspunt worden ook de stellingen uit de paragrafen 2.2.4 en 2.2.5 begrijpelijker, waarmee de NAND-funktie op de elementaire OF-funktie, resp. de NOR-funktie op de elementaire EN-funktie kan worden herleid. Er gold immers

$$La = A \overline{\wedge} B = \bar{A} \vee \bar{B}$$

of

$$La = A \overline{\vee} B = \bar{A} \wedge \bar{B}$$

Samenvattend kunnen we zeggen dat verschillende binaire funkties reeds met twee basisfunkties — EN- en NIET-funktie, resp. OF- en NIET-funktie — kan worden omschreven. De basis wordt daarbij gevormd door het dualiteitsprincipe, aangevuld met de negatieregel. Laatstgenoemde houdt in dat een willekeurige funktie $f(X_1, X_2, \ldots X_n)$ wordt omgekeerd indien de tekens voor EN- en OF-elementen door het duale wordt vervangen en alle veranderlijken worden genegeerd (d.w.z. omgekeerd resp. geïnverteerd) en de konstanten 0 en 1 door de overeenkomende duale vorm wordt vervangen.

2.3.3. Belangrijke vereenvoudigingsregels

De vereenvoudigingsregels, ook wel afkortingsregels genoemd, stellen de gebruiker in staat om de voorkomende funkties vaak aanzienlijk te vereenvoudigen resp. „in te korten". Het doel van de schakelalgebra is immers de noodzakelijke schakeling aan de hand van een gevonden funktie te minimaliseren.

2.3.3.1. De eerste vereenvoudigingsregel

Bij een OF-netwerk kunnen al die delen vervallen die zó zijn geschakeld dat ze een EN-netwerk van een willekeurige funktie f_1 met een ander deel f_2 vormen. In de vorm van een elementaire formule geldt dan

$$X_1 \wedge X_2 \vee X_2 = X_2$$

ofwel door gebruik te maken van de substitutieregel (par. 2.3.2.1) in algemene vorm

$$f_1 \wedge f_2 \vee f_2 = f_2$$

2.3.3.2. De tweede vereenvoudigingsregel

Verschillen twee takken van een OF-netwerk slechts hierin van twee EN-netwerken dat ze eenmaal in de normale vorm en eenmaal in geïnverteerde vorm optreden, terwijl de andere beide takken overeenstemmen, dan kunnen ze door de overeenstemmende tak worden vervangen. In de vorm van een elementaire vergelijking luidt dit

$$X_1 \wedge X_2 \vee X_1 \wedge \overline{X}_2 = X_1$$

ofwel met gebruikmaking van de substitutieregel (par. 2.3.2.1) in algemene vorm:

$$f_1 \wedge f_2 \vee f_1 \wedge \overline{f}_2 = f_2$$

2.3.3.3. De derde vereenvoudigingsregel

Bij een OF-netwerk kan een tak die door een EN-netwerk is verbonden, en dat de geïnverteerde vorm van een andere tak van het OF-netwerk voorstelt, vervallen. In de vorm van een elementaire vergelijking

$$X_1 \vee \overline{X}_1 \wedge X_2 = X_1 \vee X_2$$

ofwel met gebruikmaking van de substitutieregel (par. 2.3.2.1) in algemene vorm:

$$f_1 \vee \overline{f}_1 \wedge f_2 = f_1 \vee f_2$$

3. Getallen en talstelsels

Reeds in de paragrafen 2.1.1 en 2.1.2 werd uitvoerig op het decimale en het binaire systeem ingegaan. Dit zijn echter niet de twee enige talstelsels die er bestaan. Het zou vanzelfsprekend veel te ver voeren om nu alle bestaande of zelfs denkbare talstelsels te behandelen. Het is echter toch wel nuttig om er enkele naast elkaar te beschouwen en daarbij in te gaan op de onderlinge verschillen in de presentatie van de getallen.

3.1. Vergelijking van enkele talstelsels

Talstelsels onderscheiden zich door hun basis (B). Het bekende *decimale* stelsel heeft als basis $B = 10$. Het *octale* stelsel heeft als basis $B = 8$. Dit vormt een goed medium tussen mens en machine, omdat de omzetting van getallen met $B = 8$ in die met $B = 2$ (binaire stelsel) belangrijk eenvoudiger verloopt dan de omzetting van getallen met $B = 10$ in die met $B = 2$. Het binaire stelsel wordt overwegend in rekenmachines gebruikt en bezit slechts de cijfers 0 en 1. De nu volgende vergelijking van de drie genoemde talstelsels verschaft opheldering over de verschillen, ware het slechts over de wijze van presentatie van de getallen. *(Zie tabel op pag. 40)*
In dit overzicht geldt dat de lege plaatsen die aan een getal voorafgaan met nullen gevuld zijn. Tussen het decimale en het octale stelsel heerst tot aan het getal 07 volledige overeenstemming. Omdat het octale stelsel niet over getallen >7 beschikt, springt de presentatie van de *decimale* 08 op de *octale* 10. Met het binaire stelsel is geen overeenstemming in de getallenpresentatie meer aanwezig.

3.2. Het rekenen in verschillende talstelsels

Na de vergelijking tussen het decimale, het octale en het binaire stelsel wordt in deze paragraaf ingegaan op het rekenen in de verschillende talstelsels.

3.2.1. Het rekenen in het binaire stelsel

Voor het rekenen met binaire getallen gelden overeenkomstige rekenregels als voor het rekenen met decimale getallen. In het decimale stelsel ontstaat een

Eenheden	Decimale stelsel		Octale stelsel		Binaire stelsel			
	tientallen	eenheden	achttallen	eenheden	achttallen	viertallen	tweetallen	eenheden
	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0	0	1
11	0	2	0	2	0	0	1	0
111	0	3	0	3	0	0	1	1
1111	0	4	0	4	0	1	0	0
11111	0	5	0	5	0	1	0	1
111111	0	6	0	6	0	1	1	0
1111111	0	7	0	7	0	1	1	1
11111111	0	8	1	0	1	0	0	0
111111111	0	9	1	1	1	0	0	1
1111111111	1	0	1	2	1	0	1	0
11111111111	1	1	1	3	1	0	1	1
111111111111	1	2	1	4	1	1	0	0
1111111111111	1	3	1	5	1	1	0	1
11111111111111	1	4	1	6	1	1	1	0
111111111111111	1	5	1	7	1	1	1	1
Eenheden	decimale stelsel eenheden = 10^0 tiental = 10^1		octale stelsel eenheden = 8^0 achttal = 8^1		binaire stelsel eenheid = 2^0 tweetal = 2^1 viertal = 2^2 achttal = 2^3			

transport wanneer de 9 wordt overschreden. Dit is in het binaire stelsel bij overschrijding van de 1 het geval. In het volgende wordt dit verduidelijkt.

3.2.1.1. Het optellen van twee binaire getallen

```
 1 0 0 1 1 0 1
   1 1 0 1 1 0
 ------------- +
1 0 0 0 0 0 1 1
```

Dit komt overeen met de decimale optelling 77 + 54 = 131.

3.2.1.2. *Het aftrekken van twee binaire getallen*

$$
\begin{array}{rl}
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1 & \\
1\,1\,0\,1\,1\,0 & \\
\hline
1\,0\,1\,1\,1 & -
\end{array}
$$

Dit komt overeen met de decimale aftrekking $77 - 54 = 23$.

3.2.1.3. *De vermenigvuldiging van twee binaire getallen*

In het binaire stelsel gelden de volgende regels van vermenigvuldiging:

$0 \cdot 0 = 0$; $0 \cdot 1 = 0$; $1 \cdot 0 = 0$; $1 \cdot 1 = 1$.

$$
\begin{array}{rl}
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1 & \\
1\,1\,0\,1\,1\,0 & \\
\hline
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1\,0 & \times \\
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1 & \\
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1 & \\
1\,0\,0\,1\,1\,0\,1 & \\
\hline
1\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,1\,1\,1\,1\,1\,0 &
\end{array}
$$

Dit komt overeen met de decimale vermenigvuldiging $77 \cdot 54 = 4158$.

3.2.1.4. *De deling van twee binaire getallen*

$$
\begin{array}{rl}
1\,0\,0\,1\,0\,1\,0\,1\,1 & : 1\,1\,0\,1 = 1\,0\,1\,1\,1 \\
1\,1\,0\,1 & \\
\hline
1\,0\,1\,1\,0 & - \\
1\,1\,0\,1 & \\
\hline
1\,0\,0\,1\,1 & - \\
1\,1\,0\,1 & \\
\hline
1\,1\,0\,1 & - \\
1\,1\,0\,1 & \\
\hline
0 & -
\end{array}
$$

Dit komt neer op de decimale deling $299 : 13 = 23$.

3.2.2. Het rekenen in het octale stelsel

Het octale stelsel is zeer nauw verwant met het binaire stelsel. Daarom is ook de omzetting tussen beide stelsels uiterst eenvoudig, zoals zal worden aangetoond. Men moet zich echter niet door de presentatie in de war laten brengen: het zijn géén decimale getallen!

3.2.2.1. Het optellen van twee octale getallen

$$\begin{array}{r} 1\,1\,5 \\ 6\,6 \\ \hline 2\,0\,3 \end{array} +$$

De gang van de berekening luidt als volgt:

$5 + 6 = 13$; 3 opschrijven en 1 onthouden.
$1 + 1 + 6 = 10$; 0 opschrijven en 1 onthouden.
$1 + 1 = 2$; 2 opschrijven.

3.2.2.2. Het aftrekken van twee octale getallen

$$\begin{array}{r} 1\,1\,5 \\ 6\,6 \\ \hline 2\,7 \end{array} -$$

De berekening gaat als volgt:

$15 - 6 = 7$; 7 opschrijven, 1 onthouden.
$11 - (6 + 1) = 2$; 2 opschrijven.

3.2.2.3. De vermenigvuldiging van twee octale getallen

$$\begin{array}{r} 1\,1\,5 \\ 6\,6 \\ \hline 7\,1\,6 \\ 7\,1\,6 \\ \hline 1\,0\,0\,7\,6 \end{array} \times$$

Het onderstaande overzicht van de tafels van vermenigvuldiging in het octale stelsel verduidelijkt een en ander.

	1	2	3	4	5	6	7
1	1	2	3	4	5	6	7
2	2	4	6	10	12	14	16
3	3	6	11	14	17	22	25
4	4	10	14	20	24	30	34
5	5	12	17	24	31	36	43
6	6	14	22	30	36	44	52
7	7	16	25	34	43	52	61

3.2.2.4. De deling van twee octale getallen

```
453 : 15 = 27
32
—— –
133
133
—— –
  0
```

3.2.3. Het omzetten van getallen

In het tabellarisch overzicht van slechts drie verschillende talstelsels (zie blz. 40) zijn reeds enkele verschillen tussen de getoonde stelsels naar voren gekomen. Verder heeft de opsomming van de voornaamste rekenregels in het binaire als ook in het octale stelsel getoond dat de gebruiker geen noemenswaardige moeilijkheden tegenkomt, zolang hij zich beperkt tot het rekenen binnen een stelsel. Het wordt echter anders wanneer een overgang van het ene stelsel naar het andere vereist is en dit is in de digitale techniek niet zelden het geval.

3.2.3.1. Het omzetten van een decimaal getal in een binair getal

De opgave, die we ons nu stellen, bestaat uit het omzetten van het decimale getal 174 in een binair getal. Men zoekt allereerst het grootste positieve getal p waarvoor geldt dat 2^{p-1} kleiner is dan of gelijk is aan 174. Dit is in dit voorbeeld $p = 8$. Het eerste resultaat luidt $174 = 1 \cdot 2^7 + 46$. Vervolgens wordt onderzocht hoe vaak 2^6 voorkomt in 46, hoe vaak in de dan overblijvende rest 2^5 aanwezig is, enz. en zo doorgaan tot 2^0. Tenslotte ontstaat het volgende beeld:

$$174 = 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$$

Dit is een ontleding van het *decimale* getal 174 in machten van twee, waaruit het gezochte *binaire* getal 1 0 1 0 1 1 1 0 ontstaat.

Dit voorbeeld zou de indruk kunnen wekken dat het een speciaal uitgezocht voorbeeld is waarbij alles opgaat. Daarom zullen we nu een iets „gecompliceerder" decimaal getal omzetten in een binair getal en wel de decimale breuk 0,34375. Het spreekt haast vanzelf dat de *decimale* breuk nu overgaat in een *binaire* breuk. Omdat voor de komma een 0 staat, wordt allereerst onderzocht hoe vaak 2^0 voorkomt in 0,34375, dan hoe vaak 2^{-1} in de overblijvende rest voorkomt, enz. De cijfervolgorde die bij dit onderzoek ontstaat, wordt opgeschreven en achter die van 2^0 en de komma geplaatst. De ontleding van de decimale breuk 0,34375 in machten van twee luidt:

$$0{,}34375 = 0 \cdot 2^{0} + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} + 1 \cdot 2^{-5}$$

en dit leidt tot de gezochte binaire breuk 0,0 1 0 1 1
Een praktische algoritme voor het omzetten van een decimaal getal in een binair getal vormt de zeef van Euclides:

Het decimale getal wordt zo vaak door 2 gedeeld, tot als rest 1 of 0 overblijft. De restgetallen die bij deze delingen ontstaan geven van achter naar voren geschreven het gewenste binaire getal: We demonstreren dit voor het getal 87:

2	87	1
2	43	1
2	21	1
2	10	0
2	5	1
2	2	0
	1	

Dus 87 $\triangleq$ 1010111

3.2.3.2. Het omzetten van een binair getal in een decimaal getal

Het omzetten van een binair in een decimaal getal ontwikkelt zich in de meeste gevallen eenvoudiger dan de omgekeerde weg, want het binaire getal is immers praktisch een reeks van machten van twee die berekend en opgeteld moeten worden. Moet men dus als voorbeeld het binaire getal 1 0 1 0 1 1 1 0 in een decimaal getal omzetten, dan gaat men als volgt te werk. Omdat het binaire getal uit 8 cijfers bestaat, treden dus de machten van 2^0 (uiterst rechts) tot 2^7 (uiters links) op. Men verkrijgt

$$1\,0\,1\,0\,1\,1\,1\,0 \triangleq 0 \cdot 2^{0} + 1 \cdot 2^{1} + 1 \cdot 2^{2} + 1 \cdot 2^{3} + 0 \cdot 2^{4} + 1 \cdot 2^{5} + 0 \cdot 2^{6} + 1 \cdot 2^{7}$$

Natuurlijk zal men na enige oefening de plaatsen waarop de nul voorkomt, zonder meer overslaan. Daarmee wint de beschrijving reeds aan overzichtelijkheid:

$$1\,0\,1\,0\,1\,1\,1\,0 \triangleq 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^7$$

Tenslotte kan men dan (dit kan trouwens ook aan het begin van de omzetting) de decimale waarde van de macht van twee opschrijven voor de met een 1 bezette plaatsen

$$1\,0\,1\,0\,1\,1\,1\,0 \triangleq 2 + 4 + 8 + 32 + 128 = 174$$

Deze methode wordt bij elke omzetting van een binair getal in een decimaal getal gevolgd.

3.2.3.3. Het omzetten van een octaal getal in een binair getal

Het omzetten van een octaal in een binair getal is zeer eenvoudig. Dit is ook begrijpelijk als men bedenkt dat de basis (B) van het octale stelsel 8 of wel 2^3 is. Dit zijn al machten van twee, zodat de weg van de omzetting reeds is aangegeven. Elk octaal cijfer moet namelijk in een reeks van drie binaire cijfers worden omgezet. Als voorbeeld wordt dit voor het octale getal 523 gedaan. Er geldt

$$5\,2\,3 \triangleq 5 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 3 \,.\, 8^0$$

Deze indeling van het octale getal in machten van acht kan in een reeks van machten van twee worden omgezet, en wel

$$5 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 3 \cdot 8^0 = 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3$$
$$0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

De faktoren voor de machten van twee geven het gezochte binaire getal:

1 0 1 0 1 0 0 1 1

Men kan ook narekenen dat zowel het *octale* getal 5 2 3 als het *binaire* getal 1 0 1 0 1 0 0 1 1 overeenkomen met het *decimale* getal 339.

3.2.3.4. Het omzetten van een binair getal in een octaal getal

Was de omzetting van een octaal getal in een binair getal reeds eenvoudig, nog eenvoudiger is de omgekeerde weg, namelijk het omzetten van een binair getal in een octaal getal. Uitgaande van de komma (voorzover er tenminste een aanwezig is, anders gaan we van uiterst rechts uit) wordt het binaire getal in groepen van drie ingedeeld. In geval van het binaire getal 1 0 1 0 1 0 0 1 1 zijn

dit de groepen (1 0 1) (0 1 0) (0 1 1) die als octaal getal kunnen worden geschreven, namelijk 5 2 3.

Ontstaat bij deze indeling in groepen van drie aan het einde een inkomplete groep, dan moet deze groep met nullen worden aangevuld. De berekening van een octaal getal uit de binaire groepen van drie is daarom zo eenvoudig omdat van de drie cijfers het rechter 2^0, het middelste 2^1 en het linker 2^2 voorstelt, dus 1, 2 resp. 4. Ter verduidelijking dient de onderstaande tabel.

binair cijfer	octaal cijfer
0 0 0	0
0 0 1	1
0 1 0	2
0 1 1	3
1 0 0	4
1 0 1	5
1 1 0	6
1 1 1	7

3.3. Kodering

Op vele plaatsen in de digitale techniek komt een „tweewaardige logika" voor die slechts twee uitspraken toelaat die elkaars tegengestelde zijn. Deze tweewaardigheid leidt automatisch tot het begrip „binair", d.w.z. „uit twee ... bestaand" (par. 2.1.3). Zou men telschakelingen decimaal willen uitvoeren, dan moeten ze uit elementen worden opgebouwd die 10 verschillende toestanden kunnen aannemen. Hoewel men over dergelijke elementen kan beschikken —ze bestaan o.a. in de vorm van draaischijven of als walsen in mechanische rekenmachines—ziet men uit het oogpunt van prijs, rekensnelheid, betrouwbaarheid, enz. van het gebruik hiervan af. Belangrijk beter is de toepassing van elementen die slechts tussen „in" en „uit" of tussen „geleidend" en „niet-geleidend" onderscheid kunnen maken. Dit zijn dus „binaire" elementen. Hoewel men met binaire elementen slechts binair kan tellen, kan het resultaat wel decimaal worden weergegeven. Hiervoor zijn diverse *kodes* ontworpen. Een kode is een toekenningsvoorschrift voor de eenduidige afbeelding (kodering) van een symboolverzameling in een ander; het is een voorraad tekens die bij de afbeelding als beeldverzameling optreedt. De afbeelding behoeft niet eenduidig omkeerbaar te zijn. De tekens van de beeldverzameling kunnen zelfs woorden uit een andere voorraad vormen.

De kodering vindt plaats door middel van tekens (bijvoorbeeld impulsen, gaten, magnetiseringstoestanden enz.). De tekenvoorraad heet een *alfabet*. Dit

begrip moet hier niet in de zin van het gewone alfabet (a b c) worden beschouwd. Om dit te verduidelijken, zij opgemerkt dat het *binaire alfabet* slechts over de tekens 0 en 1 beschikt. Daarentegen beschikt het *denarische alfabet* voor de afbeelding van decimale getallen over de tekens 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Naar analogie van de mogelijkheid om uit de letters van het ABC woorden te vormen, bestaat ook bij diverse andere alfabetten de mogelijkheid om woorden te vormen. Een woord is een samentrekking van tekens tot één tekenverband. Een woord kan vanzelfsprekend ook lettergrepen bevatten.

Bestaan de woorden van kodes (zgn. kodewoorden) uit binaire tekens (0 en 1), dan duidt men deze kode aan als *binaire kode*. Hierin wordt elk afzonderlijk teken als *bit* aangeduid. Deze uitdrukking is afgeleid van het Engelse *bi*nary digi*t*. Bit komt in twee betekenissen voor nl. als afkorting voor „binair teken" en (wanneer het onderscheid niet zo nauw wordt genomen als aanduiding voor „tweetallig cijfer". Anderzijds is het een speciale eenheid voor het aantal van de binaire beslissingen, met als afkorting bit. Deze eenheid komt steeds in enkelvoudsvorm voor, dus zonder meervouds-s. Alle logaritmisch gedefinieerde grootheden in de informatietheorie, zoals beslissingsinhoud, informatie-inhoud, redundantie enz. drukt men in bit uit, indien de logaritme het getal twee tot basis heeft (1 bit, 2 bit, enz.).

Er bestaat een grote verscheidenheid van kodes. Ze dienen niet uitsluitend voor de presentatie van getallen. Beperkt men zich bij deze beschouwing echter tot de kodes voor de getallenpresentatie, dan kan men slechts drie kategoriën binaire kodes onderscheiden en wel:

a. de zuiver binaire kode;
b. de binaire kode voor decimale getallen (ook als BCD-kode aangeduid: afgeleid van het Engelse *b*inary *c*oded *d*ecimal code);
c. cyclisch gepermuteerde kode.

Bovendien volgen nog speciale kodes die voor foutzoeken en foutkorrektie worden gebruikt. Binnen het afgebakende raam van dit boek is helaas voor een diepgaande bespreking van deze kodes geen ruimte. Om echter toch een zekere indruk te geven, worden in de volgende paragrafen enige bekende en vaak gebruikte kodes kort besproken.

3.3.1. De zuiver binaire kode

De zuiver binaire kode is naar het principe van de tweetallige getallen opgebouwd. De waardering van de afzonderlijke plaatsen van een kodewoord wordt door machten van twee voorgesteld. De (decimale) getalwaarde ontstaat als de som van alle plaatsgewichten die door 1 zijn gekenmerkt. De omvang van de

afzonderlijke kodewoorden kan willekeurig groot worden, evenals dit bij binaire getallen het geval is. Onderstaande tabel geeft een kodetabel met vier plaatsen, waarmee de decimale cijfers resp. getallen van 0 tot 15 kunnen worden weergegeven.

decimaal cijfer resp. getal	waardigheid 2^3	2^2	2^1	2^0
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Het meest markante voordeel van de zuiver binaire kode schuilt hierin, dat de operaties die het meest voorkomen, zoals optellen, aftrekken, vermenigvuldigen en delen bijzonder eenvoudig zijn uit te voeren. Als nadeel geldt de moeilijke interpretatie van de kodewoorden door de mens, indien het aantal plaatsen omvangrijker wordt. Ondanks het genoemde voordeel wordt daarom meestal toch aan andere kodes de voorkeur gegeven.

3.3.2. De binaire kode voor decimale cijfers (BCD-kode)

De binaire kodes voor decimale cijfers worden hierdoor gekenmerkt, dat ieder afzonderlijk decimaal cijfer onafhankelijk van alle andere is gekodeerd. Het gaat steeds om een verband van binaire tekens in een karakteristieke rangschikking. Bij deze soort kodes maakt men onderscheid tussen twee groepen, nl. *waardeerbare* kodes en *instruktiekodes*. Men heeft dán met waardeerbare kodes te maken, indien aan de afzonderlijke binaire plaatsen (bit) van een kodewoord *gewichten* kunnen worden aangegeven. Alle overige kodes, waarbij

dus geen gewichten worden aangegeven, zijn instruktiekodes. In deze laatste groep is de rangschikking óf tot gekompliceerde wiskundige afbeeldingswetten, óf eenvoudig tot kodetabellen te herleiden. Kodes die slechts gebaseerd zijn op tabellen worden daarom ook wel met *tabelkodes* aangeduid.

Voor de vorming van binaire kodes voor decimale cijfers (BCD-kodes) bestaan veel mogelijkheden. Om elk van de 10 mogelijke decimale cijfers (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9) binair gekodeerd weer te kunnen geven, zijn tenminste 4 binaire plaatsen (bit) vereist. Er bestaan echter ook kodes die om goede redenen een groter aantal plaatsen gebruiken. Afgezien van de vele mogelijkheden van kodeconstructie, ontstaan bij 4 binaire plaatsen (vgl. par. 3.3.1) 16 kodewoorden. De omvang van 4 bit is dus eigenlijk 0,7 bit te groot, maar dit is onvermijdelijk. Dit overschot wordt met *redundantie* aangeduid. Hiermee wordt het overschot boven het minimaal vereiste aantal binaire tekens dat nodig is voor de presentatie of verwerking van een bericht aangeduid. Worden niet 4 bit maar 5 bit voor de presentatie van decimale cijfers gebruikt, dan bedraagt de redundantie zelfs 1,7 bit.

Zonder op details in te gaan, worden enkele van de meest bekende 4-bit- en 5-bit-kodes, evenals twee andere belangrijke kodes besproken. De vakliteratuur geeft meer details.

3.3.2.1. De 8-4-2-1-kode

De 8-4-2-1-kode is de tot één decade beperkte zuivere binaire kode. De gewichten komen daarom met de eerste 4 kode-elementplaatsen overeen. Hij is geschikt voor tellen en optellen. Als nadeel doet zich bij diverse toepassingen het optreden van het *nulwoord* voor, d.w.z. een kodewoord dat geen enkele 1, doch uitsluitend nullen bevat (hier: 0 0 0 0 $\triangleq$ 0).

decimaal cijfer	gewicht			
	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

3.3.2.2. De Aiken-kode

De Aiken-kode is een 2-4-2-1-kode en is weegbaar. Voor de decimale cijfers 0, 1, 2, 3 en 4 bestaat overeenstemming met de 8-4-2-1-kode (par. 3.3.2.1). Wat dan volgt stemt overeen met de getallen 11 tot 15 van de zuiver binaire kode (par. 3.3.1). Deze wijze van de kode-opbouw heeft het voordeel dat door omkering (invertering) van elk willekeurig kodewoord steeds het erbijbehorende *negenkomplement* (d.w.z. het komplement van 9) ontstaat. In verscheidene toepassingen treedt niet alleen het nulwoord op zoals bij de 8-4-2-1-kode, maar ook het zgn. 1-woord, d.w.z. een kodewoord dat geen enkele 0 maar uitsluitend 1 bevat (hier 1 1 1 1 $\triangleq$ 9).

decimaal cijfer	gewicht			
	2	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	1	0	1	1
6	1	1	0	0
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0
9	1	1	1	1

Tabel behorende bij 3.3.2.3. De „excess-three"-kode

decimaal cijfer	gewicht geen			
0	0	0	1	1
1	0	1	0	0
2	0	1	0	1
3	0	1	1	0
4	0	1	1	1
5	1	0	0	0
6	1	0	0	1
7	1	0	1	0
8	1	0	1	1
9	1	1	0	0

3.3.2.3. *De „excess-three"-kode*

De „excess-three"-kode – naar de opsteller vaak ook *Stibitz-kode* genoemd – is niet gewogen en dus een zuivere *instruktiekode*. De kodewoorden van deze kode stemmen overeen met de kodewoorden voor de cijfers resp. getallen 3 tot 12 van de zuiver binaire kode. Nul- en 1-woorden komen niet voor. De excess-three-kode heeft bovendien het voordeel dat men van ieder cijfer het negenkomplement verkrijgt door de kode-elementen 0 en 1 te verwisselen.

3.3.2.4. *De 7-4-2-1-0-kode*

De 7-4-2-1-0-kode is een zgn. *2-uit-5-kode* en kan gewogen worden. In tegenstelling tot de in de paragrafen 3.3.2.1 tot 3.3.2.3 behandelde 4-bit-kodes is dit een 5-bit-kode. Met betrekking tot het wegen bestaat nu een zekere tegenspraak met het feit dat dit een 2-uit-5-kode is, want bij een dergelijke kode bevat elk kodewoord steeds een 1 op 2 binaire kode-elementplaatsen. Hieruit volgt dat het kodewoord voor het decimale cijfer 0 het gewicht $5 + 4 = 11$ heeft. Een voordeel is dat er een kontrole-mogelijkheid is tengevolge van het feit dat elk kodewoord steeds op twee binaire kode-elementplaatsen een 1 bevat. Kodewoorden die een van 2 afwijkend aantal 1'en bezitten, zijn als gevolg hiervan verkeerd resp. vervormd (bijv. bij de overdracht).

decimaal cijfer	gewicht				
	7	4	2	1	0
0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	1
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	1	0	0	0	1
8	1	0	0	1	0
9	1	0	1	0	0

3.3.2.5. *De biquinaire kode en de quibinaire kode*

De biquinaire kode en de quibinaire kode zijn weer anders opgebouwd. Het zijn 2-uit-7-kodes en ze zijn weegbaar. Hoewel de aanduidingen sterk op elkaar lijken, mag dit toch geen aanleiding tot verwisselingen geven. Beide kodes bestaan elk uit een binair gedeelte (2) en een quinair gedeelte (5). Een ezelsbrugje

voor de juiste aanduiding geeft de kenmerken van beide kodes. De biquinaire kode (bi-quinair) bestaat uit twee (bi) vijfcycli (quinair), de quibinaire kode (qui-binair) daarentegen uit vijf (qui) tweecycli (binair). Omdat beide kodes tot de groep der 2-uit-7-kodes behoren, is hier weer een kontrolemogelijkheid aanwezig, daar in elk kodewoord in ieder der 2 kode-elementen één 1 voorkomt. De kodewoorden die een aantal 1' en bezitten dat van 2 afwijkt, zijn dus verkeerd of vervormd. Als overzicht zijn de kodetabellen van de beide kodes naast elkaar weergegeven.

biquinaire kode			quibinaire kode	
binair*) deel 5 0	quinair deel 4 3 2 1 0	decimaal cijfer	quinair deel 8 6 4 2 0	binair*) deel 1 0
0 1	0 0 0 0 1	0	0 0 0 0 1	0 1
0 1	0 0 0 1 0	1	0 0 0 0 1	1 0
0 1	0 0 1 0 0	2	0 0 0 1 0	0 1
0 1	0 1 0 0 0	3	0 0 0 1 0	1 0
0 1	1 0 0 0 0	4	0 0 1 0 0	0 1
1 0	0 0 0 0 1	5	0 0 1 0 0	1 0
1 0	0 0 0 1 0	6	0 1 0 0 0	0 1
1 0	0 0 1 0 0	7	0 1 0 0 0	1 0
1 0	0 1 0 0 0	8	1 0 0 0 0	0 1
1 0	1 0 0 0 0	9	1 0 0 0 0	1 0
Kenmerk: Twee vijfcycli (dus bi-quinair)			*Kenmerk:* Vijf tweecycli (dus qui-binair)	

* gewicht

3.3.3. Cyclisch gepermuteerde kodes

Moeten *kodelinialen* of *kodeschijven* in installaties voor translatie- resp. rotatiemeting worden gebruikt, dan is het noodzakelijk dat de overgang van een kodewoord naar een volgend woord niet in meerdere (of zelfs alle) bit veranderingen teweegbrengt. Hierdoor kunnen juist bij de overgang voor een deel foutieve kodewoorden ontstaan, die de aangesloten instrumenten aanzienlijk zouden kunnen verstoren. De eisen die uit deze omstandigheden voortvloeien, komen erop neer dat elke plaats van een decimaal kode-element zó onafhankelijk moet zijn gekodeerd dat bij de overgang van het ene decimale cijfer naar het volgende slechts één verandering optreedt. Bovendien moet de

gehele kodering zó zijn ingericht dat bij de overgang van het ene getal naar het naastliggende slechts één decimaal cijfer verandert. Dit laatste kan zo geschieden dat de tweede decade bijvoorbeeld een spiegelbeeld van de eerste is. Cyclisch gepermuteerde kodes worden ook als progressief aangeduid. Een voorbeeld uit deze groep van kodes vormt de *Gray-kode*, waarvan onderstaand een klein gedeelte is afgebeeld. Het is een zuivere instruktiekode, dus niet weegbaar.

decimaal cijfer resp. -getal					
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1
3	0	0	0	1	0
4	0	0	1	1	0
5	0	0	1	1	1
6	0	0	1	0	1
7	0	0	1	0	0
8	0	1	1	0	0
9	0	1	1	0	1
10	0	1	1	1	1
11	0	1	1	1	0
12	0	1	0	1	0
13	0	1	0	1	1
14	0	1	0	0	1
15	0	1	0	0	0
16	1	1	0	0	0
17	1	1	0	0	1
18	1	1	0	1	1

Voor meer informatie over de cyclisch gepermuteerde of progressieve kodes wordt naar de uitgebreide vakliteratuur verwezen.

4. Halfgeleiders

In dit hoofdstuk zullen de halfgeleiders niet in extenso worden behandeld. Hier zullen vooral bijzonderheden worden aangestipt die voor het toepassen van halfgeleiders in de digitale techniek van belang zijn. Voor de impulstechniek zijn bepaalde eigenschappen van belang, die in de analoge techniek van minder betekenis zijn.

4.1. Diodes

Diodes worden sedert vele jaren o.a. in de radiotechniek toegepast. De bijna legendarische kristaldetektor bijvoorbeeld is een diode. Later werd hij door vacuümdiodes verdrongen, die op hun beurt voor de halfgeleiderdiodes plaats moesten maken. Wanneer in de volgende beschouwingen sprake zal zijn van halfgeleiderdiodes, zal duidelijk worden dat deze niet alleen in de radio- en televisietechniek zijn „ingeburgerd", doch ook in de digitale techniek een breed toepassingsgebied hebben gevonden.

4.1.1. De werking van de diode

In fig. 4.1 is het symbool van de halfgeleiderdiode afgebeeld. Het is nuttig om bij enkele karakteristieke punten even stil te staan. Het symbool moest

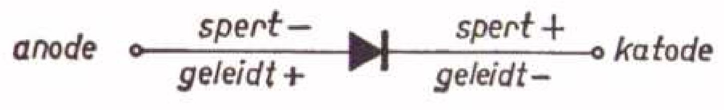


Fig. 4.1. Het symbool van een halfgeleiderdiode, terwijl tevens is aangegeven onder welke omstandigheden de diode geleidend resp. gesperd is.

oorspronkelijk de klassieke stroomrichting van plus (+) naar min (—) verduidelijken. De driehoekige punt stelt de anode voor en de dwarsbalk de katode. Het is van belang dat we ons realiseren dat een diode is gesperd als de potentiaal van de anode negatief is t.o.v. de katode en geleidt in het omgekeerde geval. In overeenstemming hiermee spert de diode indien de katode een potentiaal heeft die positief is t.o.v. de anode en geleidt als deze negatief is. In eenvoudige vorm kan men ook stellen:

De diode is een ventiel voor elektrische stroom en is gesperd indien de

anode – is en geleidt indien deze + is. Voor de katode geldt uiteraard het tegenovergestelde: indien de katode + is, is de diode gesperd, ze geleidt indien de katode — is.

4.1.2. Diodekarakteristieken

Fig. 4.2 toont de algemene gedaante van de *doorlaatkarakteristiek* van een diode. Men ziet, dat reeds een kleine spanning U_B voldoende is om een aanzienlijke stroom I_D door de diode te laten vloeien. De doorlaatweerstand — d.w.z. de weerstand van de diode in de doorlaatrichting — is dus klein. Opvallend is dat de kurve niet lineair is, wat bij digitale toepassingen in veel gevallen niet storend is. Een andere eigenschap is echter van meer belang. De doorlaat-

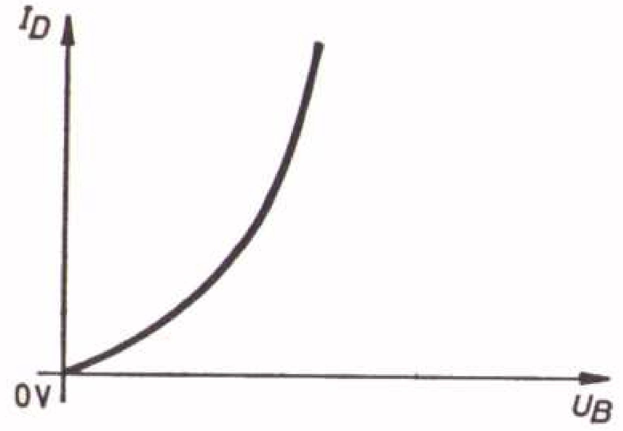


Fig. 4.2. De schematische voorstelling van de doorlaatkarakteristiek van een diode; de weerstand in de doorlaatrichting is naar verhouding klein.

karakteristiek, die in fig. 4.2 wordt getoond, behoort namelijk bij een *germaniumdiode*. Voor germaniumdiodes is het kenmerkend dat de stroomgeleiding onmiddellijk bij de koördinatenoorsprong (nulpunt) begint. Bij *siliciumdiodes* is de vorm van de kromme wel ongeveer gelijk, echter begint de doorlaatstroom pas bij spanningen vanaf ongeveer 0,5 V. De kromme is dus ongeveer een halve volt verschoven.

Dit verschil wordt met behulp van fig. 4.4 verduidelijkt.

De afbeelding van de doorlaatkarakteristiek in fig. 4.2 veronderstelt dat de diode werkelijk in de doorlaatrichting wordt gestuurd. De anode is als gevolg daarvan met de positieve pool van een spanningsbron verbonden, de katode met de minpool. Bovendien moet er nog voor worden gewaarschuwd een diode niet zonder meer direkt in de doorlaatrichting met een spanningsbron te verbinden, omdat dit tot verwoesting van de diode leidt.

Natuurlijk bestaat de tweede aansluitingsmogelijkheid van de diode hieruit dat de anode met de minpool van een spanningsbron en de katode met de pluspool wordt verbonden. Bij deze instelling ontstaat een sperstroom, die in tegengestelde richting van de doorlaatstroom vloeit. De hieruit resulterende sperkarakteristiek van een diode is in fig. 4.3 weergegeven. Een spanning—U_B

veroorzaakt een stroom $-I_D$. Deze is zeer klein en over een breed gebied bijna onafhankelijk van de spanning $-U_B$, mits tenminste de kniespanning niet wordt overschreden.

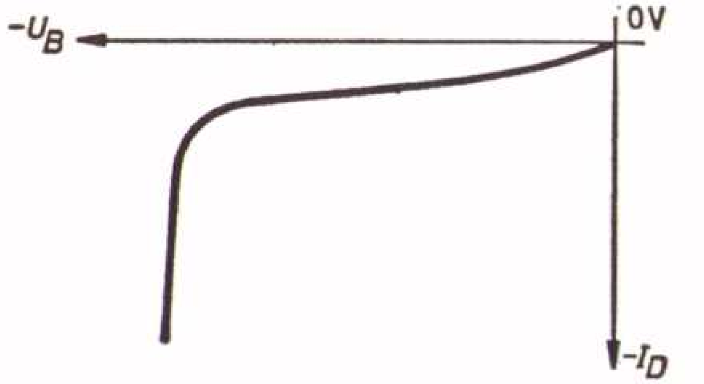


Fig. 4.3. De schematische voorstelling van de sperkarakteristiek van een diode; de sperweerstand is naar verhouding zeer groot, waardoor een zeer kleine sperstroom ontstaat. Pas na het doorlopen van het kniegebied gaat de sperlaag kapot, zodat de sperstroom dan aanzienlijk toeneemt.

In vergelijking met de doorlaatstroom van een diode is de sperstroom uiterst klein. Bij gebruik van diodes in digitale schakelingen is deze bij de meeste toepassingen praktisch te verwaarlozen. Daarom kunnen de in fig. 4.1 gedane uitspraken („spert" of „geleidt") bij de latere beschouwingen als vereenvoudiging worden aanvaard. Ook hier blijkt weer dat er twee karakteristieke toestanden bestaan, want in plaats van „spert" of „geleidt" kan men ook „neen" of „ja" definiëren, wat weer tot de binaire uitspraak „0" of „1" leidt. Zo duiden dus enerzijds „spert", „neen" en „0" de ene toestand aan, en anderzijds „geleidt", „ja" en „1" de tegenovergestelde toestand.

Aan het einde van de voorlaatste alinea is *de kniespanning* als grens voor geringe waarden van de sperstroom genoemd. Inderdaad loopt de sperkarakteristiek uitgaande van de oorsprong allereerst vrijwel evenwijdig aan de abscis ($-U_B$), zodat de stroom bijna konstant is. De sperweerstand is zeer groot, echter niet oneindig. Bij verdergaande toename van de spanning $-U_B$ wordt *de kniespanning* bereikt, waarna de sperstroom aanmerkelijk groter wordt. Bij siliciumdiodes is deze overgang zeer abrupt, bij germaniumdiodes daarentegen iets geleidelijker. Na het passeren van de kniespanning gaat de sperlaag kapot; er volgt *doorslag*. In dit deel van de sperkarakteristiek neemt de sperstroom aanzienlijke waarden aan, want het verloop is praktisch evenwijdig aan de ordinaat ($-I_D$). Deze eigenschap wordt bij *zenerdiodes* toegepast. Dit zijn siliciumdiodes met gedefinieerde doorslagspanningen in de sperrichting. Deze diode kan als stabilisator, begrenzer en filter voor lage spanningen worden gebruikt, als weerstand met konstante spanningsval en als referentiespanningsbron. Voorbeelden van toepassingsmogelijkheden worden in de figuren 6.3 en 12.16 getoond.

Vaak is het in de digitale techniek nodig om kleine spanningsresten te onderdrukken. Voor zover het slechts om enkele tienden van een volt gaat, kan dit

goed geschieden door siliciumdiodes toe te passen. Ter verduidelijking hiervan dient fig. 4.4, waarin naast elkaar de doorlaatkarakteristieken van een ger-

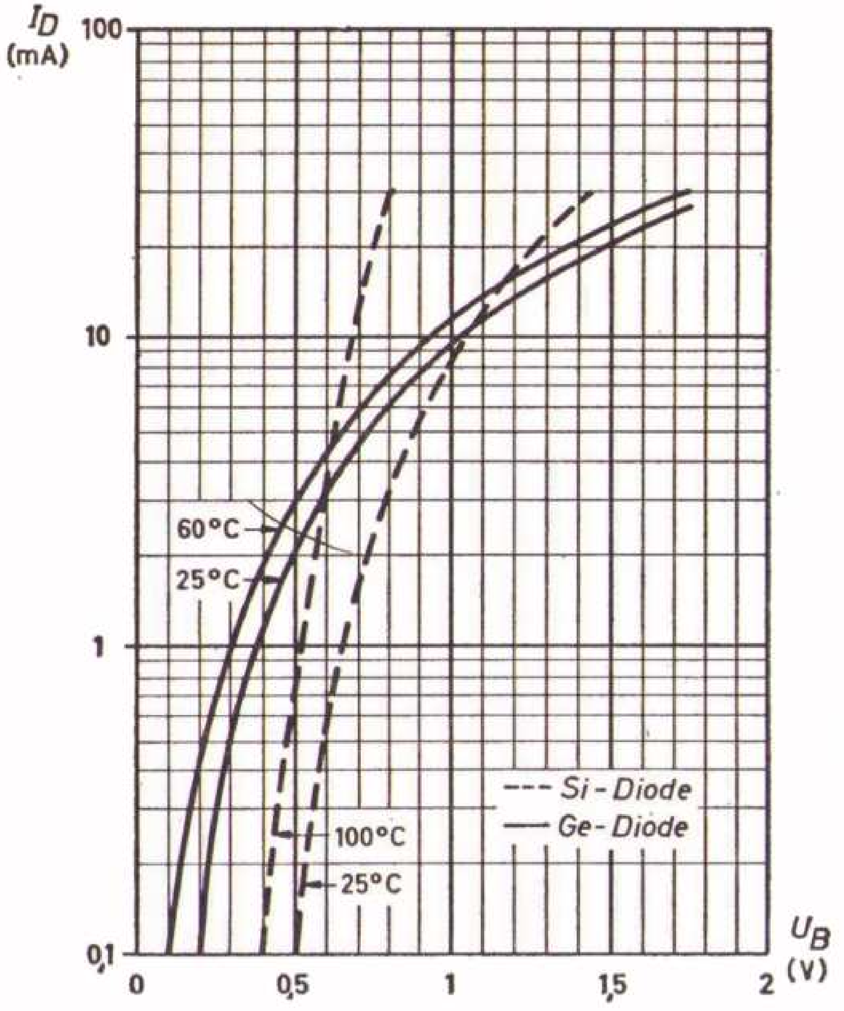


Fig. 4.4. Doorlaatkarakteristiek van een germaniumdiode voor 25 °C en 60 °C en van een siliciumdiode voor 25 °C en 100 °C; ter vereenvoudiging zijn de doorlaatstromen kleiner dan 0,1 mA weggelaten.

maniumdiode en een siliciumdiode worden getoond. Men ziet duidelijk dat de instelling van de doorlaatstroom van beide typen meerdere tienden van een volt van elkaar verschillen. Kleine spanningen, die bij een germaniumdiode reeds een merkbare doorlaatstroom tot gevolg hebben, worden bij een siliciumdiode nog onderdrukt. Is de drempel van een siliciumdiode niet voldoende, dan worden soms zelfs meerdere siliciumdiodes in serie geschakeld.

4.2. Transistors

Er bestaat een essentieel verschil tussen germanium- en siliciumdiodes. Zo'n onderscheid is er ook tussen germaniumtransistors en siliciumtransistors. Bovendien onderscheidt men in beide gevallen nog PNP-transistors en NPN-transistors. Laat men voorlopig geïntegreerde schakelingen buiten beschouwing (deze zullen later worden behandeld) dan kan worden gesteld dat voor digitale schakelingen de voorkeur uitgaat naar siliciumtransistors. Nu verrichten transistors bij digitale toepassingen de taak van schakelaar. Daarbij

kan een transistor echter niet zonder meer in de plaats van een schakelaar worden gesteld. Hierop wordt in het onderstaande nader ingegaan.

4.2.1. De werking van mechanische schakelaars

Een schakelaar bevindt zich vaak tussen een energiebron en een belasting. In het ideale geval loopt er in de uit-stand van de schakelaar geen stroom door de belasting en staat er dus ook geen spanning over de belasting. Dit betekent dat geen vermogen aan de energiebron wordt onttrokken. Bekijkt men nu een eenvoudige schakelaar in een energie-installatie, dan valt het op dat deze *eenpolig* is.

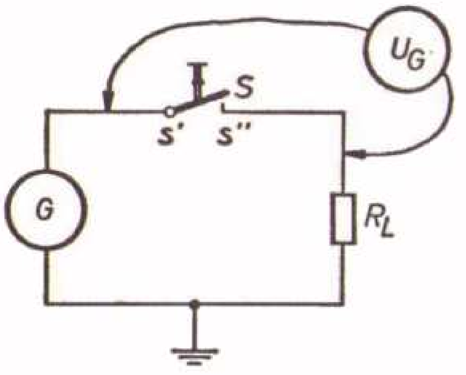


Fig. 4.5a. Een belastingsweerstand R_L wordt via een éénpolige *geopende* schakelaar S met een generator G verbonden; over de beide schakelaarpolen s' en s'' ligt de volle generatorspanning U_G.

Is de schakelaar open, dan staat tussen de beide polen de volle spanning. Deze toestand is in fig. 4.5a weergegeven. De energiebron wordt door de generator G voorgesteld. Als belasting R_L wordt een willekeurige weerstand genomen. De schakelaar S bevat de beide kontakten s' en s''. Vanzelfsprekend wordt verondersteld, dat de inwendige weerstand van de geopende schakelaar praktisch oneindig groot is. Met inwendige weerstand wordt hier de weerstand tussen de kontakten s' en s'' bedoeld. Ook mag in de toevoerdraden geen spanningsverlies optreden. Daarmee zijn de voorwaarden aangegeven waardoor de voltmeter de volle spanning U_G van de generator aanwijst.

Deze omstandigheden veranderen zodra de schakelaar S wordt gesloten.

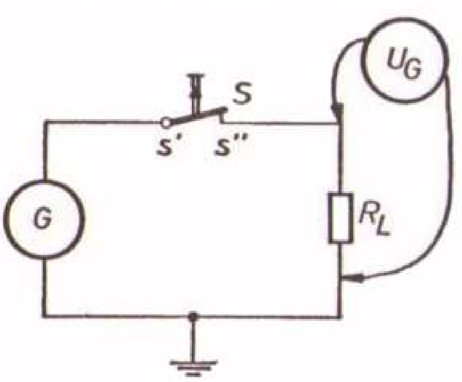


Fig. 4.5b. Een belastingsweerstand R_L wordt via een éénpolige *gesloten* schakelaar S op een generator G aangesloten; over de belastingsweerstand R_L staat de volle generatorspanning U_G.

De toestand die bij de in-stand van de schakelaar heerst, is in fig. 4.5b weergegeven. Thans wordt via de schakelaar stroom door de belasting geleid,

waarbij tevens spanning over de belasting komt te staan. Het is nu niet geoorloofd om zonder meer aan te nemen, dat de inwendige weerstand van de schakelaar S (weerstand tussen s' en s'') praktisch gelijk aan nul is, hoewel dit een eis is als geen spanningsverlies in de schakelaar mag optreden. De voltmeter, die nu parallel aan de belasting ligt, wijst dan de volle spanning U_G van de generator aan. Verder wordt er nog op gewezen dat de schakelaar S ook nog oneindig snel van de stroomloze uit-stand in de stroomgeleidende in-stand en omgekeerd moet overgaan. Daarbij mag hij slechts een energie verbruiken, die verwaarloosbaar is t.o.v. de geschakelde energie. Deze energie wordt bij handbediende schakelaars door de bedienende persoon geleverd: bij relais of beveiligingen gaat het om de energie die nodig is voor de bekrachtiging van de spoel (par. 1.1).

De praktijk wijkt op enkele punten van deze min of meer geïdealiseerde voorstellingen af. Allereerst heeft de schakelaar een zekere parallelweerstand die in de uit-stand gewoonlijk kan worden verwaarloosd. De „inwendige weerstand" is dus *niet oneindig groot*. Ten tweede bezit de schakelaar een bepaalde serieweerstand, die boven een bepaalde stroomgrens storend kan werken. Dus is in de in-stand de „inwendige weerstand" *niet gelijk aan nul.* Ten derde wordt voor het schakelproces een bepaalde tijd Δt vereist. Hieronder moet worden verstaan de tijd die verloopt tussen het moment waarop de schakelaar zich juist nog in een stabiele uit-stand (resp. in-stand) bevindt en het moment waarop de schakelaar een stabiele in-stand (resp. uit-stand) heeft bereikt.

4.2.2. De werking van transistorschakelaars

Ook transistors zijn als schakelaars te gebruiken, zij het, dat er enige afwijkingen zijn. Het feit dat men PNP- en NPN-transistors onderscheidt, is daarbij niet

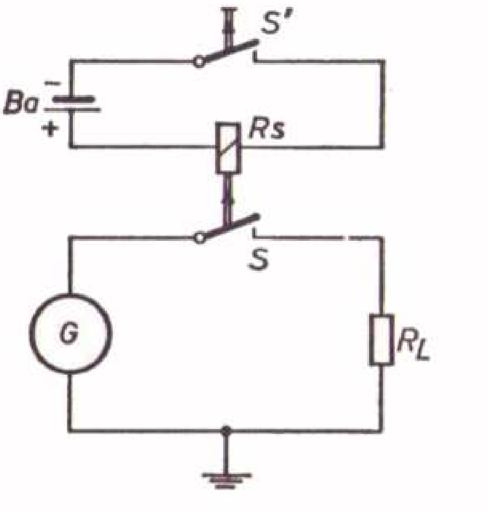


Fig. 4.6a. Een uitbreiding van de schakeling uit fig. 4.5; de schakelaar S is hier het maakkontakt van een relais Rs, dat op zijn beurt via een schakelaar S' met een batterij Ba wordt verbonden; is de schakelaar S' geopend, dan komt de schakeling overeen met die uit fig. 4.5a, is de schakelaar S' daarentegen gesloten, dan komt de schakeling overeen met die uit fig. 4.5b.

van betekenis. Om dit te kunnen begrijpen, is de schakeling uit fig. 4.5 iets ver-

anderd (fig. 4.6a). De schakelaar S is nu een maakkontakt van het relais Rs, dat met behulp van een schakelaar S' met een batterij Ba kan worden verbonden. Het gedrag van een transistor – bijvoorbeeld een PNP-transistor – wordt aan de hand van fig. 4.6b verklaard. Hierin is allereerst een batterij Ba_1

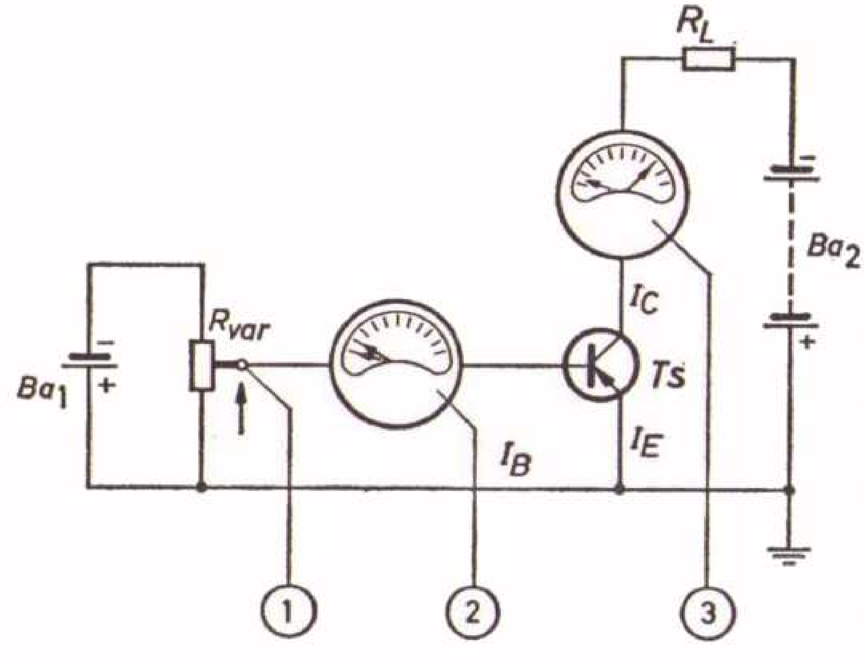


Fig. 4.6b. De schakeling volgens fig. 4.5a is met behulp van een transistor van een elektromechanische in een elektronische uitvoering te veranderen; een kleine toename van de emissor-basispotentiaal op het punt 1 veroorzaakt een kleine basisstroom I_B in het punt 2, die weer een belangrijk hogere kollektorstroom I_C in het punt 3 tot gevolg heeft.

aanwezig, waarvan de spanning met behulp van een potentiometer R_{var} instelbaar is. Verder is de transistor Ts aanwezig, waarbij in de basis- en in de kollektorstroomketen een stroommeter is opgenomen. (De uitslagen van deze instrumenten worden nog besproken!) Tot slot is een batterij Ba_2 aanwezig, met daarmee in serie een belastingsweerstand R_L. Fig. 4.6b stelt een „elektronisch" analogon van fig. 4.6a voor, dat door de volgende vergelijking wordt gekarakteriseerd.

Fig. 4.6a		Fig. 4.6b
batterij Ba	–	batterij Ba_1
schakelaar S'	–	potentiometer R_{var}
relais Rs met kontakt S	–	transistor Ts
generator G	–	batterij Ba_2
belastingsweerstand R_L	–	belastingsweerstand R_L

In de schakeling van fig. 4.6b verloopt het schakelproces als volgt:

Bevindt de potentiometer R_{var} zich in de onderste stand, dan is de transistor Ts geblokkeerd (geopende schakelaar). De stroommeter in de basisstroomketen vertoont geen uitslag. In verband hiermee vloeit er door de transistor Ts *praktisch geen* stroom, zodat ook de stroommeter in de kollektorstroomketen praktisch geen uitslag vertoont. Wordt de potentiometer R_{var} uit de onderste

stand naar boven bewogen, dan komt er een moment waarop de basis-emissorstroom zo hoog is geworden, dat de transistor volledig is uitgestuurd. Verdere vergroting van de basis-emissorstroom is wel geoorloofd, doch de kollektorstroom – en dus de stroom door de belasting – neemt niet meer toe. De overgang naar volle uitsturing moet zo snel mogelijk plaatsvinden. Dit gebied komt overeen met een onvoldoende kontaktdruk bij een relais. De gevolgen zijn zelfs geheel met elkaar in overeenstemming, want in het ene geval zal de schakeltransistor en in het andere geval het relaiskontakt door overbelasting worden verwoest. Verder valt op dat de basisstroom van de transistor belangrijk kleiner is dan de kollektorstroom. Ook hierin schuilt een overeenkomst tussen de schakelingen van fig. 4.6a en 4.6b. De stroom door de relaiswikkeling is immers ook belangrijk lager dan de belastingstroom (par. 1.1).

Bij de voorstelling in fig. 4.6b is sprake van een gemeenschappelijke emissorschakeling. De stroom door de belasting is in eerste benadering gelijk aan de spanning van de batterij Ba_2 gedeeld door de weerstandswaarde van de belasting R_L. In werkelijkheid blijft echter de zgn. *kniespanning* van enkele tienden van een volt over de transistor staan, die dus van de spanning van de batterij Ba_2 moet worden afgetrokken om de spanning over de belasting R_L te vinden. Tevens is de spanning van de batterij Ba_2 groot t.o.v. de kniespanning. Bovendien is de kniespanning groter, naarmate de stroom door de belasting groter is, maar niet proportioneel.

Van belang is dat de temperatuur van de transistor zo laag mogelijk wordt gehouden. Voor schakeltransistors wil dit zeggen dat een geblokkeerde transistor ook werkelijk gesperd en een geleidende transistor zo volledig mogelijk geleidend moet zijn. In verband hiermee moet de overgang van de ene toestand in de andere zo snel mogelijk geschieden. De warmte-ontwikkeling in een transistor is steeds gelijk aan het produkt van de kollektor-emissorspanning en de emissorstroom. De emissorstroom is iets groter dan de kollektorstroom omdat hij gelijk is aan de som van basis- en kollektorstroom. Er geldt dus $U_{CE} \cdot I_E$ voor de warmte-ontwikkeling. Omdat bij een geblokkeerde transistor $I_E \approx 0$ en bij een geleidende transistor $U_{CE} \approx 0$ is, is het produkt $U_{CE} \cdot I_E$ in beide gevallen klein. Voor een bepaalde waarde van de belastingsweerstand R_L geldt, dat de maximale waarde van de energiedissipatie — de energie die in de transistor in warmte wordt omgezet — in de transistor wordt bereikt, als de kollektorstroom

$$I_C = {}^1/_2 \cdot \frac{U_{Ba2}}{R_L}$$

is. De kollektor-emissorspanning is dan $U_{Ba2} / 2$, zodat geldt

$$U_{CE} \cdot I_E = {}^1/_4 \cdot \frac{U^2}{R_B}$$

R_B is de totale belasting in de emissorketen.

Dit is dus een vierde van de maximale energie die door de belasting wordt gedissipeerd als de transistor volledig geleidend is. Deze waarde kan vele malen groter zijn dan de maximaal toegestane continue transistordissipatie. Toch is het toegestaan dat de transistor dit „verboden gebied" kortstondig doorloopt tijdens de overgang van de niet-geleidende toestand naar de geleidende toestand en omgekeerd.

Vervangt men de potentiometer door een ander variabel signaal, bijv. een fotocel, dan is het belangrijk, dat de stijgtijden kort zijn. Vooral als er veel schakelingen per tijdseenheid moeten plaatsvinden.

Transistorschakelaars worden in de digitale techniek veelvuldig toegepast, o.a. om signalen te versterken, zodat ze met een zekere impedantie kunnen worden belast, zonder dat het signaal zelf wordt beïnvloed. Deze versterking kan zowel bij gelijkblijvende polariteit plaatsvinden, als bij omkering daarvan.

4.3. Thyristors

Thyristors zijn gestuurde halfgeleidergelijkrichters. Ofschoon ze in *logische schakelingen* nauwelijks voorkomen, kunnen ze de digitale schakelingen belangrijk aanvullen indien grote vermogens gestuurd of geregeld moeten worden. Thyristors vervullen dezelfde rol als thyratrons of ignitrons.

De voordelen van thyristors t.o.v. de beide laatstgenoemde elementen zijn:

a. Veel langere levensduur.
b. Geen gloeistroom (die bij grotere thyratrons een probleem kan vormen) en geen waterkoeling (die bij ignitrons veelal noodzakelijk is).
c. Kleine afmetingen.
d. Geen opwarmtijd vereist alvorens de thyristor in bedrijf kan worden genomen.
e. De spanning tussen anode en katode is in de geleidende toestand veel kleiner dan bij thyratrons en ignitrons het geval is; hierdoor is niet alleen de dissipatie van het schakelelement, maar ook de vervorming van de sinusvormige spanningen op de belasting veel kleiner. Dit is vooral voor belastingen met veel zelfinduktie zoals transformatoren en motoren van groot belang.
f. De levensduur is onafhankelijk van het aantal schakelingen; hierdoor leent de thyristor zich bij uitstek voor vervanging van magneetschakelaars die

zeer dikwijls moeten schakelen en draagt in vele gevallen bij tot een verhoging van de schakelfrequentie.

g. Kontinu-regeling door middel van „fase-aansnijding" is eveneens mogelijk, waardoor in veel gevallen transformatoren en vooral regelbare transformatoren kunnen worden vermeden; maar ook toerentalregelingen van motoren zijn met thyristors zeer goed realiseerbaar.

h. Aanzienlijk hoge spanningen en stromen kunnen worden geschakeld (maximale effektieve wisselspanningen tot 1800 V, continustromen tot 175 A, piekstromen tot 1200 A).

Tegenover deze voordelen staan de volgende nadelen:

a. Overbelasting leidt snel tot verwoesting van de thyristor.

b. Te hoge spanningspieken in de doorlaatrichting doen de thyristor spontaan ontsteken, waartegen beveiligingsmaatregelen moeten worden getroffen – deze spontane ontstekingen leiden gewoonlijk niet tot verwoesting van de thyristor.

c. Te hoge spanningspieken in de keerrichting kunnen thyristors in een fraktie van een seconde verwoesten; ook hiertegen kan men beveiligingscircuits aanbrengen.

d. In tegenstelling tot transistors, kunnen thyristors, nadat zij in de geleidende toestand zijn gebracht, slechts in de niet-geleidende toestand worden teruggebracht door de anode negatief t.o.v. de katode te maken; bij het schakelen van wisselspanningen betekent dit dat gewacht moet worden tot de polariteit is veranderd, terwijl gelijkspanningen alleen met behulp van een tweede thyristor kunnen worden uitgeschakeld die de stroom kortere of langere tijd volledig overneemt.

e. Evenals voor de transistor geldt dat de ontsteekelektrode niet galvanisch gescheiden is van de overige elektroden; hierdoor zijn speciale schakelingen vereist om getransistoriseerde logika-schakelingen (die immers door lage gelijkspanningen worden gevoed) met thyristorschakelingen te combineren. Als gevolg van de relaisfunktie (par. 1.1) openen zich gunstige toepassingsmogelijkheden die deze extra schakelingen zeker rechtvaardigen.

Het bovenstaande toont dat thyristors een sluitsteen vormen bij het toepassen van halfgeleiders voor industriële toepassingen, waar immers veelal een grote energie dient te worden geschakeld. Enkele voor de hand liggende toepassingen zijn:

a. Ovenregelingen.

b. Motorbesturingen.

c. Regeling van verlichtingsbronnen, zoals „TL"-verlichting.
d. Statische omvormers; de toepassingen beperken zich niet slechts tot het omzetten van een gelijkspanning in een wisselspanning, maar ook frequentie-omvormers vallen hieronder.
e. Sturing van de ontsteking van verbrandingsmotoren.
f. Lastimers voor lasapparaten.

4.3.1. De werkingswijze van thyristors

Thyristors worden van silicium vervaardigd en bestaan uit vier in serie geschakelde halfgeleiderzones van afwisselend geleidingstype. De volgorde van de zones is PNPN. Daaruit volgt dat er drie sperlagen zijn. Dit kan derhalve als een serieschakeling van drie PN-overgangen of van twee transistors — één PNP- en één NPN-transistor — worden opgevat. Fig. 4.7a toont de zonenvolgorde en fig. 4.7b het tekensymbool van een thyristor.

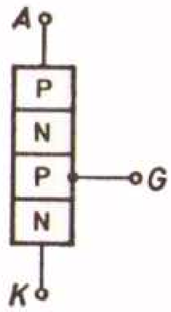


Fig. 4.7a. Zonenvolgorde PNPN bij thyristors.

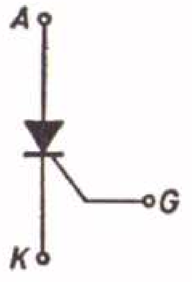


Fig. 4.7b. Het symbool voor de thyristor.

In deze afbeeldingen betekent:

A anode;
K katode.
G stuurelektrode.

De thyristor kan slechts geleidend zijn, indien de anode positief is t.o.v. de katode. De buitenste P-zone is de anode en de buitenste N-zone de katode. De binnenste P-zone is de ontsteekelektrode. De thyristor kent twee stabiele bedrijfstoestanden — de gesperde en de geleidende toestand. Bij niet-aangesloten ontsteekelektrode is de thyristor niet alleen gesperd in de sperrichting, maar ook in de doorlaatrichting. De stroom-spanningskarakteristiek verloopt in gesperde toestand in *beide* richtingen hetzelfde en is identiek aan de karakteristiek van een gelijkrichter in de sperrichting (vgl. fig. 4.3). In de geleidende toestand is de karakteristiek in beide richtingen identiek aan de diodekarakteristiek.

De thyristor kan geleidend worden gemaakt door de ontsteekelektrode (ook met „gate" aangeduid, het Engelse woord voor poort) korte tijd positief t.o.v. de katode te maken. Deze blijft dan geleidend, zolang de anode positief t.o.v. de katode blijft, ook al wordt de ontsteekelektrode weer 0 V of negatief t.o.v. de katode.

Zodra de anode negatief wordt t.o.v. de katode, geleidt de thyristor niet meer, ongeacht de spanning op de ontsteekelektrode. Wordt de anode weer positief, dan zal de thyristor gesperd blijven, zolang de ontsteekelektrode een negatieve potentiaal t.o.v. de katode of nulpotentiaal heeft. Een impuls van enkele microsecondes van voldoende stroomamplitude is echter voldoende om de thyristor te doen geleiden. Bijvoorbeeld 20 μs en 200 mA zijn voldoende om een stroom van 70 A te schakelen. Deze cijfers tonen duidelijk de relaisfunktie van de thyristor aan (zie par. 1.1).

5. Realisering van schakelfunkties

In par. 2.2 zijn reeds een aantal schakelfunkties behandeld, die in vele vormen in de praktijk worden toegepast. In het navolgende worden na enkele afspraken die voor een goed begrip vereist zijn, basisschakelingen behandeld waarin halfgeleiders zijn toegepast. In dit verband zou de vraag kunnen rijzen of het nog zin heeft digitale schakelingen te bespreken, die zijn opgebouwd uit afzonderlijke bouwelementen, omdat het gebruik van geïntegreerde schakelingen steeds meer toeneemt. De situatie ligt echter anders. Geïntegreerde schakelingen zijn immers niets anders dan plakjes silicium waarop met behulp van microtechnieken de diverse onderdelen zijn aangebracht. Derhalve worden deze schakelingen ook op dezelfde wijze weergegeven. Dit geldt eveneens voor de symbolen voor de funktionele weergave die geen uitsluitsel geven over de wijze waarop een schakeling is gerealiseerd.

5.1. Afspraken

Om de in par. 5.2 te behandelen basisschakelingen, hun toepassingen en hun onderlinge samenhang beter te kunnen begrijpen, worden allereerst enkele afspraken gemaakt.

5.1.1. Voedingsspanningen

De grootte-orde van de voedingsspanningen voor digitale schakelingen opgebouwd uit halfgeleiders ligt vast. Bovendien is het niet verstandig deze schakelingen zelf uit losse bouwstenen op te bouwen, daar men doorgaans digitale bouwstenen of geïntegreerde schakelingen tot de gewenste schakeling kan samenvoegen. Bij toepassing van bouwstenen uit een voor het doel geschikt systeem, dient men zich strikt te houden aan alle door de fabrikant voorgeschreven specificaties. Dit geldt zowel ten aanzien van de voedingen, als ten aanzien van alle andere voorschriften, zoals belastingstabellen enz. De hoogte van de voedingsspanning wordt niet alleen bepaald door de toelaatbare spanning van de gebruikte transistors, maar ook door eisen in verband met de gevoeligheid voor stoorspanningen. Dat daarbij compromissen moeten worden gesloten, spreekt vanzelf. Gebruikelijke waarden voor de voedingsspanningen

zijn 24 V voor langzame schakelingen, 12 V voor middelsnelle en 6 V voor snelle schakelingen. De aanduidingen „langzaam", „middelsnel" en „snel" hebben betrekking op het maximale aantal impulsen per tijdseenheid resp. de schakelfrequentie. Voor geïntegreerde schakelingen liggen de voedingsspanningen gewoonlijk nog wat lager, nl. bij 6 V of 3 V.

Voor de polariteit van de voedingsspanningen is in de eerste plaats beslissend of PNP- of NPN-transistors worden gebruikt. Aanvankelijk werden digitale schakelingen meestal met PNP-transistors uitgerust, waarbij de voedingsspanningen negatief t.o.v. het referentiepunt (bijv. massa) moeten zijn. Voor de later gebruikte NPN-transistors ligt de polariteit juist omgekeerd. Daar komt nog bij dat voor vele schakelingen gebruik wordt gemaakt van een hulpspanning, waarvan de polariteit t.o.v. de voedingsspanning tegengesteld is.

5.1.2. Potentiaaltoekenning

Onder potentiaaltoekenning wordt verstaan het vaststellen welke potentiaal met welk binair teken (0 resp. 1) overeenkomt. Om verschillende redenen, zoals spreidingen van de bouwstenen en bedrijfsspanningen, is het niet mogelijk om exakt met de potentialen 0 V en U_B (voedingsspanning) te werken, omdat de waarden ervan bepaalde toleranties hebben. Daarom moet men bepaalde tolerantiegebieden toelaten. Een indruk hiervan geeft fig. 5.1a, waarin de spanningsaanduidingen slaan op een voedingsspanning $U_B = 12$ V.

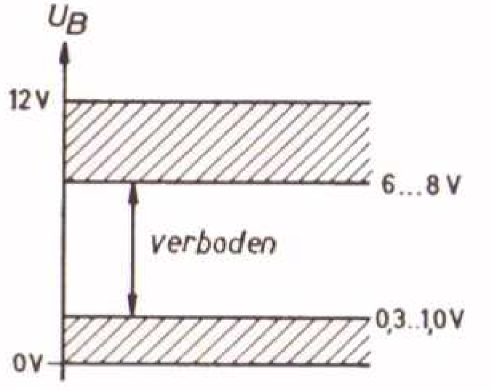


Fig. 5.1a. De tolerantiegebieden bij de potentiaaltoekenning aan de binaire tekens 0 en 1; de voedingsspanning U_B is slechts als voorbeeld op 12 V aangenomen.

Vanwege deze tolerantie wordt aan de binaire tekens 0 en 1 een bepaald potentiaalgebied toegekend, bijv. 0 tot 0,3 V of 0 tot 1,0 V, resp. 6 tot 8 V of 10 tot 12 V. Dit vormt dus een zekere speelruimte. Het gebied dat tussen de beide potentiaalgebieden in ligt, is voor de toekenning van de binaire tekens 0 en 1 verboden.

Voor het verboden gebied in fig. 5.1a is enerzijds een duidelijke scheiding tussen de beide potentiaalgebieden kenmerkend. Anderzijds moet er ook rekening mee worden gehouden dat bij de transistors die in de betreffende schakelingen zijn opgenomen, de overgang tussen gesperde en geleidende,

resp. geleidende en gesperde toestand, niet oneindig snel kan plaats vinden. Hiervoor is de in fig. 5.1b aangegeven tijd Δt benodigd. Voor details wordt verwezen naar par. 4.2.2.

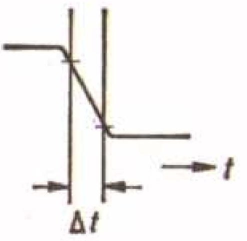


Fig. 5.1b. Bij transistors moet voor de overgang van de geleidende in de gesperde resp. van de gesperde in de geleidende toestand een klein tijdsinterval Δt worden toegelaten omdat de overgang niet oneindig snel plaats kan hebben.

De toekenning van de binaire tekens 0 en 1 aan de betreffende potentialen geschiedt willekeurig, maar moet voor één en dezelfde schakeling of toepassing wel eenduidig zijn. Van invloed hierop is echter de in par. 5.1.3 te behandelen „positieve en negatieve" logika.

5.1.3. „Positieve" en „negatieve" logika

Gaat men bij de toekenning van 0 en 1 zo te werk, dat 1 aan een hogere potentiaal wordt toegekend en 0 aan een lagere potentiaal, dan spreekt men van *positieve logika.* Is daarentegen de potentiaal die aan 1 wordt toegekend, negatief t.o.v. de potentiaal die aan 0 wordt toegekend, dan spreekt men van *negatieve logika.* Nemen we aan dat in een systeem NPN-transistors worden toegepast, dan is de voedingsspanning U_B positief, zodat men ook $+ U_B$ kan schrijven. Hierop zijn de volgende afspraken gebaseerd, die misschien duidelijker zijn dan de bovenstaande formuleringen.

Bij *positieve logika* geldt $1 \triangleq + U_B$
$0 \triangleq 0\,\text{V}$

Bij *negatieve logika* geldt $1 \triangleq 0\,\text{V}$
$0 \triangleq + U_B$

De toekenning van 0 en 1 wordt bij positieve resp. negatieve logika op het schema van fig. 5.2 toegepast. Hoewel het om een funktiedeel gaat, bekommeren

Fig. 5.2. De inhoud van deze „black box" kan zowel een EN-funktie als een OF-funktie vervullen – dit hangt ervan af of van positieve dan wel van negatieve logika wordt uitgegaan.

we ons niet om de schakeling als zodanig. Er ontstaan tengevolge van de beide soorten logika uiteenlopende funkties. Bij de navolgende beschouwingen wordt

ter onderscheiding tussen de beide soorten logika de index P voor *positieve* logika en de index N voor *negatieve* logika gebruikt.

Bij positieve logika ($1_p \triangleq + U_B$) is de potentiaal aan de uitgang van de schakeling volgens fig. 5.2:

$$Q = + U_B, \text{ indien } A_1 = + U_B \textit{ en } A_2 = + U_B \text{ is.}$$

Dus geldt de schakelalgebraïsche uitdrukking

$$Q_p = A_{1p} \wedge A_{2p}$$

Bij negatieve logika ($1_N \triangleq 0$ V) is de potentiaal aan de uitgang van de schakeling in fig. 5.2:

$$Q = 0 \text{ V, indien } A_1 = 0 \text{ V } \textit{of } A_2 = 0 \text{ V is.}$$

Dus geldt nu de schakelalgebraïsche uitdrukking

$$Q_N = A_{1N} \vee A_{2N}$$

Omdat $1_p \triangleq + U_B$

en $1_N \triangleq 0$ V

is gedefinieerd, geldt:

$$1_p = \overline{1_N}$$

Volgens het dualiteitsprincipe (par. 2.3.2.3) ontstaat uit de uitdrukking voor positieve logika

$$Q_p = A_{1p} \wedge A_{2p}$$

eveneens

$$\overline{Q_p} = \overline{A_{1p}} \vee \overline{A_{2p}}$$

We kunnen nu de conclusie trekken dat uit de uitdrukking voor de negatieve logika

$$Q_N = A_{1N} \vee A_{2N}$$

eveneens

$$\overline{Q_N} = \overline{A_{1N}} \wedge \overline{A_{2N}}$$

ontstaat.

Op grond van deze overwegingen kan de schakeling van fig. 5.2 enerzijds een EN-funktie (par. 2.2.1 resp. 2.2.7.1) en anderzijds een OF-funktie (par. 2.2.2 resp. 2.2.7.2) vervullen, hetgeen afhangt van de gekozen logika. Voor een als bouwsteen geleverde schakeling zal de fabrikant daarom aangeven dat het om een EN/OF-schakeling (par. 5.2.1) gaat. Deze wijze van aanduiding heeft dus betrekking op positieve/negatieve logika. Dit wil zeggen dat allereerst de funktie bij positieve logika en vervolgens de funktie voor negatieve logika wordt genoemd. De keuze ligt tenslotte bij de gebruiker.

5.2. Basisschakelingen

Het grote aantal digitale schakelingen mag ons niet uit het oog doen verliezen dat deze schakelingen slechts uit een gering aantal basisschakelingen zijn samengesteld. In het volgende worden deze basisschakelingen behandeld. Ter verduidelijking worden geen voorbeelden met relais resp. kontakten meer gegeven, maar met halfgeleiders. Voor elke basisschakeling wordt het symbool voor het funktieschema gegeven alsmede één schakeling waarbij gebruik wordt gemaakt van PNP-transistors en een identieke uitvoering met NPN-transistors. Overigens bestaat er een nauwe relatie met de beschouwingen in par. 2.2, in het bijzonder met par. 2.2.7.

5.2.1. De EN/OF-poort

Een EN/OF-poort vervult bij positieve logika een EN-funktie (par. 2.2.1 resp. 2.2.7.1) en bij negatieve logika een OF-funktie (par. 2.2.1 resp. 2.2.7.2). De symbolische voorstelling (als EN-poort) is in fig. 5.3 afgebeeld. De uitvoering in fig. 5.3a zal in het algemeen voor poorten tot 3 ingangen worden gebruikt, terwijl de uitvoering in fig. 5.3b voor poorten met 4 of meer ingangen dient. Het aantal ingangen is nagenoeg onbeperkt.

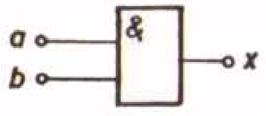


Fig. 5.3a. De symbolische voorstelling van een EN-poort met twee ingangen; bij dit symbool worden maximaal 3 ingangen getekend.

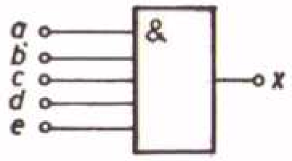


Fig. 5.3b. De symbolische voorstelling van een EN-poort met vijf ingangen; bij dit symbool worden vier of meer ingangen getekend.

Voor het symbool in fig. 5.3a geldt (bij gebruik als EN-poort en gebaseerd op positieve logika) voor het uitgangssignaal de betrekking:

$$x = a \wedge b$$

en in overeenstemming hiermee voor de voorstelling in fig. 5.3b

$$x = a \wedge b \wedge c \wedge d \wedge e$$

De aanduidingen *a* en *b* komen overeen met de aanduidingen voor de maakkontakten in fig. 2.1. Voor een vergelijking met de funktietabel in par. 2.2.7.1 geldt $a \triangleq A_1$, $b \triangleq A_2$ en $x \triangleq Q$, want *a* en *b* vormen de ingangsvariabelen en *x* is de uitgangsvariabele.

De symbolische voorstelling in fig. 5.3 zegt natuurlijk niets omtrent de uit-

voering van een schakeling. Het draagt wel bij tot de overzichtelijkheid van de schema's die als funktieschema's worden uitgevoerd, maar dwingt anderzijds tot een abstrakt denken in schakelfunkties. Om een indruk te geven van de uitvoering van een EN/OF-poort, toont fig. 5.4 twee mogelijkheden. Ze onderscheiden zich van elkaar op de volgende punten: verschillende voedingsspanning ($-U_B$ in fig. 5.4a, $+U_B$ in fig. 5.4b) en polariteit van de diodes $D_1 \ldots D_5$ (katode *rechts* in fig. 5.4a en katode *links* in fig. 5.4b). Deze ver-

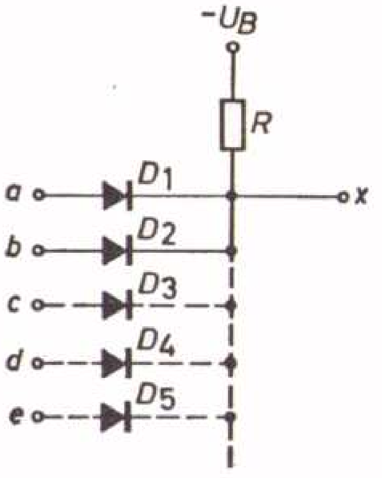


Fig. 5.4a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een EN/OF-poort bij gebruik van PNP-transistors.

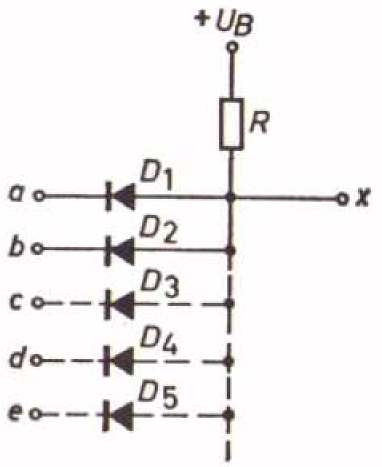


Fig. 5.4b. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een EN/OF-poort bij gebruik van NPN-transistors.

schillen komen voort uit het feit dat de uitvoering volgens fig. 5.4a voor gebruik met PNP-transistors is bestemd, terwijl de uitvoering volgens fig. 5.4b voor gebruik met NPN-transistors dient. Vanuit een funktioneel oogpunt bestaan er echter *geen* verschillen. De funktie wordt daarom aan de hand van fig. 5.4b verklaard.

Bij positieve logika vervult de schakeling een EN-funktie; het is dus een EN-poort. Het aantal diodes is van ondergeschikte betekenis, daar de overbodige diodes, die niet worden aangesloten, de funktie niet beïnvloeden. Daarentegen kunnen de eventueel extra vereiste ingangen door parallelschakeling van even zovele extra diodes worden verkregen, waarbij slechts de anodes (resp. katodes, wanneer de schakeling van fig. 5.4a wordt gebruikt) met de uitgang *x* dienen te worden verbonden. Bij praktische uitvoeringen is hiervoor in het algemeen een afzonderlijke aansluiting aanwezig, die in geval van de schakeling volgens fig. 5.4 direkt met de uitgang *x* is verbonden.

Uit de polariteit van de voedingsspanning (hier $+U_B$), de diodes (D_1, D_2 enz.) als ook de ingangssignalen (*a*, *b* enz.) ontstaat de EN-funktie. Bij de in-

gangssignalen moet ervan worden uitgegaan dat ze bestaan uit een potentiaalsprong van 0 V (≙ 0-signaal) naar $+ U_B$ (≙ 1-signaal) en na een bepaalde tijd weer van $+ U_B$ op 0 V. Dit betekent dat de ingangen (*a*, *b* enz.) bij ontbreken van 1-signalen de potentiaal 0 V — dus 0-signaal — dragen. De diodes D_1, D_2 enz. zijn dientengevolge geleidend. Omdat de doorlaatweerstanden zeer klein zijn t.o.v. de weerstand *R*, komt dit overeen met een direkte verbinding tussen het punt *x* (uitgang) en de potentiaal 0 V. Als gevolg hiervan bezit ook het punt *x* de potentiaal 0 V en bevindt zich dus in de 0-toestand. Men stelt de doorlaatweerstand van elke diode terwille van de eenvoud dus op 0 Ω. Aan deze toestand verandert niets zolang tenminste slechts één van deze diodes geleidend is. Pas wanneer de laatste diode wordt gesperd, vloeit er geen stroom meer door de weerstand *R* en het punt *x* (uitgang) krijgt dan de potentiaal $+ U_B$; het punt *x* bevindt zich dan in de 1-toestand. Hieruit kan dan de EN-funktie $x = a \wedge b \wedge$ enz. worden afgeleid, waarbij de lengte van de uitdrukking door het aantal der ingangen (*a*, *b* enz.) is gegeven. Tengevolge van de polariteit van de diodes binnen de schakeling zijn de verschillende ingangen tevens van elkaar ontkoppeld.

Gebaseerd op negatieve logika liggen de verhoudingen volledig anders, daar de schakeling dan een OF-funktie vervult. Het gaat nu om een OF-poort. De OF-funktie wordt bepaald door de polariteit van de voedingsspanning (hier $+ U_B$), de diodes (D_1, D_2 enz.) alsmede door de ingangssignalen (*a*, *b* enz.). Hier moet er namelijk - in tegenstelling met de funktie als EN-poort - van worden uitgegaan, dat deze laatsten uit een spanningssprong van $+ U_B$ (≙ 0-signaal) naar 0 V (≙ 1-signaal) en na een bepaalde tijd weer van 0 V naar $+ U_B$ bestaan. Dat wil zeggen, dat de ingangen (*a*, *b* enz.) bij ontbreken van 1-signalen de potentiaal $+ U_B$ — dus 0-signaal — dragen. De diodes D_1, D_2 enz. zijn als gevolg hiervan gesperd. Omdat de sperweerstanden zeer groot zijn t.o.v. de weerstand *R*, bevindt zich het punt *x* (uitgang) op de potentiaal $+ U_B$ en daarmee in de 0-toestand. Hierin komt verandering, zodra ook maar één van de diodes geleidend wordt. Op dat moment komt het punt *x* op een potentiaal van 0 V, daar de lage doorlaatweerstand van deze geleidende diode als het ware een verbinding vormt met deze ingang. De uitgang komt dus in de 1-toestand. Hiermee is de OF-funktie $x = a \vee b \vee$ enz. verklaard, waarbij ook hier de lengte van de uitdrukking door het aantal ingangen (*a*, *b* enz.) is gegeven.

Zoals uit het bovenstaande blijkt, is een schakeling volgens fig. 5.4 als EN-poort en als OF-poort te gebruiken. In het eerste geval wordt van positieve logika gebruik gemaakt, in het laatste geval van negatieve logika. Vanwege de dubbele funktie draagt de schakeling de aanduiding EN/OF-poort.

5.2.2. De OF/EN-poort

Een OF/EN-poort vervult in positieve logika een OF-funktie (par. 2.2.2 resp. 2.2.7.2) en in negatieve logika een EN-funktie (par. 2.2.1 resp. 2.2.7.1). De symbolische afbeelding (als OF-poort) is in fig. 5.5 gegeven. De uitvoering in fig. 5.5*a* wordt in het algemeen voor poorten tot en met 3 ingangen gebruikt, terwijl de uitvoering in fig. 5.5b voor poorten met 4 of meer ingangen dient. Het aantal ingangen is bijna onbeperkt.

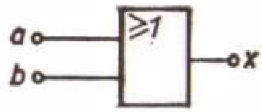


Fig. 5.5a. De symbolische voorstelling van een OF-poort met twee ingangen; bij dit symbool worden maximaal 3 ingangen getekend.

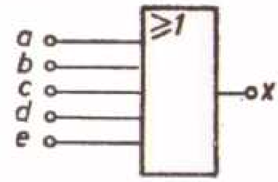


Fig. 5.5b. De symbolische voorstelling van een OF-poort met vier ingangen; bij dit symbool worden vier of meer ingangen getekend.

Voor de uitvoering in fig. 5.5a geldt (bij gebruik als OF-poort en gebaseerd op positieve logika) voor het uitgangssignaal de betrekking.

$$x = a \vee b$$

en in overeenstemming hiermee voor de uitvoering in fig. 5.5b

$$x = a \vee b \vee c \vee d \vee e$$

De aanduidingen *a* en *b* stemmen overeen met de aanduidingen voor de maakkontakten in fig. 2.2. Voor een vergelijking met de funktietabel in par. 2.2.7.2 geldt $a \triangleq A_1$, $b \triangleq A_2$ en $x \triangleq Q$ want *a* en *b* zijn de ingangsvariabelen en *x* is de uitgangsvariabele.

De symbolische afbeelding in fig. 5.5 zegt natuurlijk weer niets over de uitvoering van het schakelschema. Om een indruk te geven van de inhoud van een OF/EN-poort toont fig. 5.6 twee uitvoeringen. Ze onderscheiden zich van elkaar door de volgende punten: verschillende voedingsspanningen (0 V resp. $+U_H$ in fig. 5.6a, 0 V resp. $-U_H$ in fig. 5.6b) en de polariteit van de diodes $D_1 \ldots D_5$ (katode *links* in fig. 5.6a, katode *rechts* in fig. 5.6b). Deze verschillen worden bepaald doordat de uitvoering volgens fig. 5.6b voor gebruik met PNP-transistors is bestemd, terwijl de uitvoering in fig. 5.6b voor gebruik met NPN-transistors dient. Vanuit een funktioneel gezichtspunt bestaan er echter geen verschillen.

De funktie wordt daarom aan de hand van fig. 5.6b verklaard. Bij positieve logika vervult de schakeling een OF-funktie; dan is het dus een OF-poort.

Het aantal diodes is evenals bij de EN/OF-poort (par. 5.2.1) van ondergeschikte betekenis, want de overtollige diodes, die niet worden aangesloten, beïnvloeden de funktie niet. Ook hier kunnen extra ingangen worden toegevoegd door

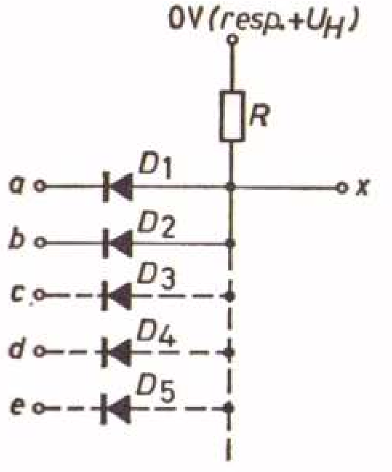


Fig. 5.6a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een OF/EN-poort bij gebruik van PNP-transistors.

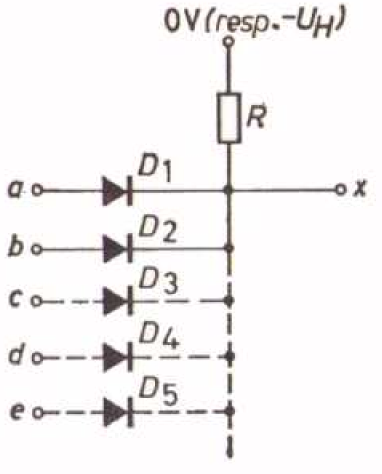


Fig. 5.6b. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een OF/EN-poort bij gebruik van NPN-transistors.

parallelschakeling van even zovele extra diodes, waarbij de katodes (resp. de anodes in de schakeling van fig. 5.6a) van deze diodes slechts met de uitgang x behoeven te worden verbonden.

Uit de polariteit van de voedingsspanning (hier 0 V resp. $-U_H$), de diodes (D_1, D_2 enz.) alsmede de ingangssignalen, ontstaat de OF-funktie. De ingangssignalen bestaan uit een potentiaalsprong van 0 V ($\triangleq$ 0-signaal) naar $+ U_B$ ($\triangleq$ 1-signaal) en na een zekere tijd weer van $+ U_B$ naar 0 V. Dit betekent dat de ingangen (a, b enz.) bij ontbreken van 1-signalen de potentiaal 0 V resp. $- U_H$ — dus 0-signaal — dragen. De diodes D_1, D_2 enz. zijn dus niet geleidend. Als gevolg hiervan draagt ook het punt x (uitgang) de potentiaal 0 V resp. $- U_H$ en bevindt zich dus in de 0-toestand. Hierin komt reeds verandering indien één van de ingangen (a, b enz.) naar $+ U_B$ springt, dus in de 1-toestand komt. Het gevolg is namelijk dat ook het punt x (uitgang) in de 1-toestand komt. Hieruit kan de OF-funktie $x = a \vee b \vee$ enz. worden verklaard, waarbij de lengte van de uitdrukking door het aantal ingangen (a, b enz.) is gegeven. Overigens is het niet van betekenis of slechts één ingang in de 1-toestand komt, of dat dit bij meer of zelfs alle ingangen het geval is. Tengevolge van de tegengestelde polariteit van de diodes binnen de schakeling zijn ook bij deze schakeling de verschillende ingangen steeds ontkoppeld.

Ook hier zijn de verhoudingen in geval van negatieve logika volledig veranderd, daar de schakeling dan een EN-funktie vervult; het gaat nu om een EN-poort. De EN-funktie wordt bepaald door de polariteit van de voedings-

spanning (hier 0 V resp. — U_H), de diodes (D_1, D_2 enz.) alsmede door de ingangssignalen (*a*, *b* enz.). Nu moet er immers van worden uitgegaan dat de ingangssignalen uit een potentiaalsprong van + U_B ($\triangleq$ 0-signaal) naar 0 V en na een zekere tijd weer van 0 V naar + U_B bestaan. Dat wil zeggen dat de ingangen (*a*, *b* enz.) bij ontbreken van 1-signalen de potentiaal + U_B – dus 0-signaal – dragen. De diodes D_1, D_2 enz. zijn als gevolg hiervan geleidend. Omdat de doorlaatweerstanden zeer klein zijn t.o.v. de weerstand *R*, ontstaat een verbinding tussen het punt *x* (uitgang) en de potentiaal wordt 0 V resp. — U_H. Als gevolg hiervan heeft ook het punt *x* de potentiaal 0 V resp. — U_H en bevindt zich dus in de 0-toestand. Hierin komt geen verandering zo lang één enkele diode nog geleidend is. Pas als de laatste diode wordt gesperd, vloeit er geen stroom meer door de weerstand *R*, en het punt *x* (uitgang) krijgt de potentiaal 0 V resp. — U_H en bevindt zich dus in de 1-toestand. Hieruit kan de EN-funktie $x = a \wedge b \wedge$ enz. worden verklaard, waarbij ook hier de lengte van de uitdrukking door het aantal ingangen (*a*, *b* enz.) is gegeven.

Zoals uit de behandeling zal zijn gebleken, is de schakeling volgens fig. 5.6 als OF-poort en als EN-poort te gebruiken. In het eerste geval wordt van positieve logika gebruik gemaakt, in het laatste geval van negatieve logika. Vanwege de dubbele funktie draagt de schakeling de naam OF/EN-poort.

5.2.3. De NIET-schakeling

Een NIET-schakeling vervult een NIET-funktie (par. 2.2.3 en 2.2.7.3) en wordt ook als *negator* resp. *invertor* aangeduid. De symbolische afbeelding is in fig. 5.7 weergegeven. Voor het uitgangssignaal geldt de betrekking $x = \bar{a}$.

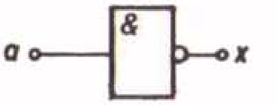


Fig. 5.7. De symbolische voorstelling van een NIET-schakeling.

De aanduiding $\bar{a}$ komt overeen met de aanduiding voor het breekkontakt in fig. 2.3. Voor een vergelijking met de funktietabel in par. 2.2.7.3 geldt $a \triangleq A$ en $x \triangleq Q$, daar *a* de ingangsvariabele en *x* de uitgangsvariabele is.

De symbolische afbeelding in fig. 5.7 zegt weer niets over de „inhoud" van de NIET-schakeling. Om toch een indruk van een NIET-schakeling te geven, toont fig. 5.8 twee uitvoeringen. Onderling verschillen ze op de volgende punten: Verschillende polariteit van de voedingsspanningen (— U_B en + U_H in fig. 5.8a, + U_B en — U_H in fig. 5.8b) en de soort transistor (PNP-transistor in fig. 5.8a, NPN-transistor in fig. 5.8b).

In funktioneel opzicht zijn er geen verschillen.

De schakeling is zó gedimensioneerd, dat de transistor *Ts* bij een potentiaal

van 0 V aan de ingang *a* gesperd is. De potentiaal aan de uitgang *x* is dan $-U_B$ (fig. 5.8a) resp. $+U_B$ (fig. 5.8b) want door de weerstand R_1 vloeit

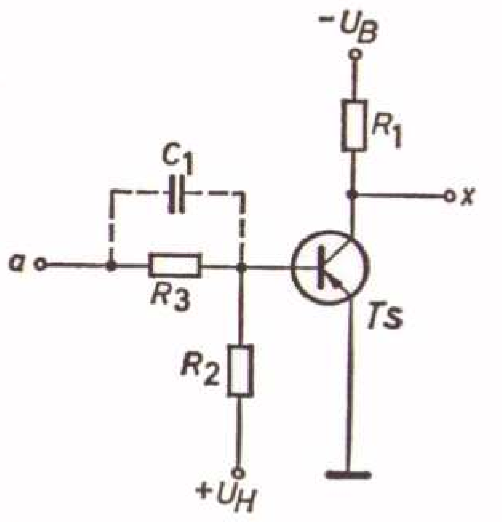


Fig. 5.8a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NIET-schakeling met PNP-transistor.

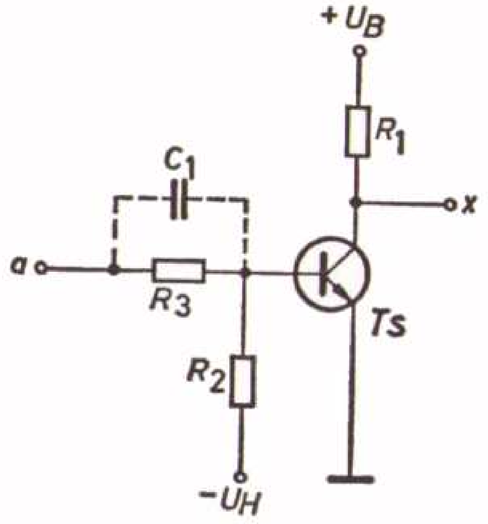


Fig. 5.8b. Een voorbeeld voor de praktische schakeling van een NIET-schakeling men NPN-transistor.

praktisch geen stroom als de transistor *Ts* gesperd is. Wordt de potentiaal aan de ingang *a* gelijk aan $-U_B$ (fig. 5.8a) resp. $+U_B$ (fig. 5.8b), dan wordt de transistor *Ts* geleidend en daarmee de potentiaal aan de uitgang *x* ongeveer gelijk aan 0 V. Bovendien is parallel aan de weerstand R_3 nog een kondensator C_1 geschakeld. Deze kondensator zal bij de overgang van *a* van de 0-toestand naar de 1-toestand een extra stroomstoot leveren, waardoor de transistor sneller van de gesperde in de geleidende toestand resp. van de geleidende in de gesperde toestand overgaat. Dit effekt kan nog worden versterkt door de dimensionering zó te kiezen, dat bijvoorbeeld de transistor *Ts* nog steeds niet geleidt als de potentiaal aan de ingang *a* reeds de waarde $U_B/3$ heeft bereikt en toch reeds volledig geleidt indien de potentiaal aan de ingang de waarde $2\ U_B/3$ heeft bereikt.

Hierdoor wordt de overgang zodanig verbeterd, dat deze steiler wordt en de vereiste tijd bekort. De schakeling dient gelijktijdig voor het eventuele herstellen van het signaalniveau dat door het gebruik van passieve circuits de neiging vertoont om te „vertroebelen".

Bij de bovenstaande behandelingen werden waardetoekenning en vermelding van binaire tekens resp. binaire signaaltoestanden bewust vermeden, omdat ze voor het begrip van de funktie van een NIET-schakeling niet vereist zijn.

5.2.4. De NAND-schakeling

In par. 2.2.4 is reeds verteld dat de NAND-funktie als een serieschakeling van

een EN-funktie en een NIET-funktie kan worden opgevat. Inderdaad komt een NAND-schakeling overeen met de samenvoeging van een EN-poort en een NIET-schakeling. Dit komt ook tot uitdrukking in de in fig. 5.9 weergegeven symbolische voorstelling, die als „kombinatie", van fig. 5.3a en fig. 5.7 kan worden gezien.

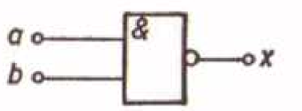


Fig. 5.9. De symbolische voorstelling van een NAND-schakeling met twee ingangen.

Bij de beschrijving van de NAND-schakeling wordt de kennis van par. 5.2.1 over de EN/OF-poort evenals van par. 5.2.3 over de NIET-schakeling bekend verondersteld. Dan wordt duidelijk, wat in de beide afbeeldingen in fig. 5.10 voorkomt. Het gaat daarbij om de samenvoeging van de schakelingen uit de figuren 5.4 en 5.8, waarbij fig. 5.10a de uitvoering met PNP-transistor toont en fig. 5.10b de uitvoering met NPN-transistor.

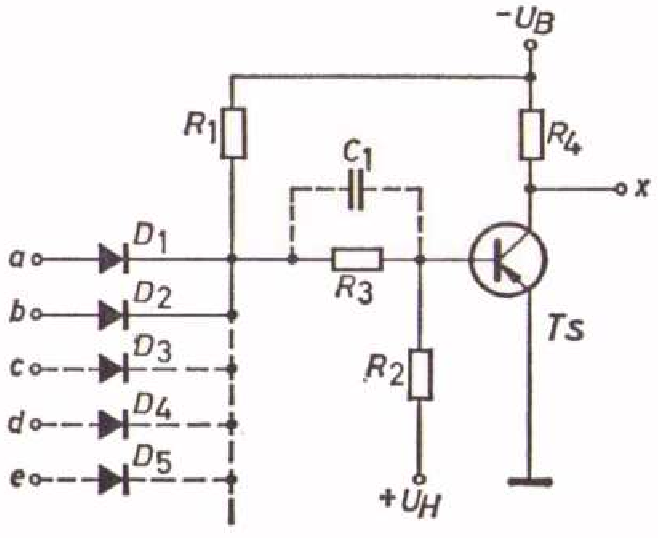


Fig. 5.10a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NAND-schakeling (NAND/NOR-schakeling) met PNP-transistor.

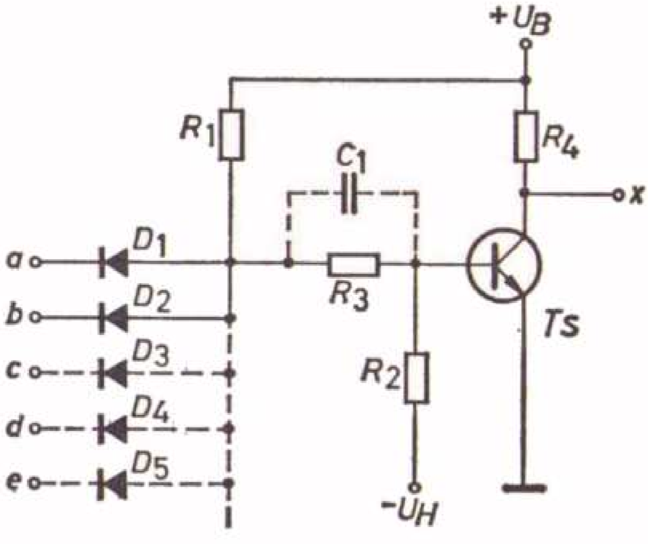


Fig. 5.10b. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NAND-schakeling (NAND/NOR-schakeling) met NPN-transistor.

Bij de positieve logika ontstaat de NAND-funktie $x = a \overline{\wedge} b \overline{\wedge}$ enz., waarbij de lengte van de uitdrukking door het aantal ingangen (*a*, *b* enz.) is gegeven. Vanzelfsprekend kan bij de NAND-schakeling ook negatieve logika worden gebruikt; de poort vervult dan echter een NOR-funktie, namelijk $x = a \overline{\vee} b \overline{\vee}$ enz. Daarmee ontstaat — analoog aan de overwegingen in de paragrafen 5.2.1 en 5.2.2 — uit de NAND-schakeling een NAND/NOR-schakeling.

5.2.5. De NOR-schakeling.

In par. 2.2.5 is reeds gezegd dat de NOR-funktie als een serieschakeling van OF-funktie en NIET-funktie kan worden opgevat. Dit komt ook tot uiting in de in fig. 5.11 getoonde symbolische afbeelding van een NOR-schakeling, die als combinatie van fig. 5.5a en fig. 5.7 kan worden gezien.

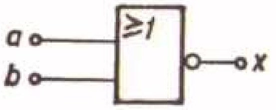


Fig. 5.11. De symbolische voorstelling van een NOR-schakeling met twee ingangen.

Voor de beschrijving wordt daarom de stof van par. 5.2.2 over de OF/EN-poort, evenals die van par. 5.2.3 over de NIET-schakeling bekend verondersteld. Daarmee wordt duidelijk wat in de beide afbeeldingen in fig. 5.12 is weergegeven. Het gaat daarbij om de samenvoeging van de schakelingen uit de figuren 5.6 en 5.8, waarbij fig. 5.12a de uitvoering met PNP-transistor en fig. 5.12b de uitvoering met NPN-transistor toont.

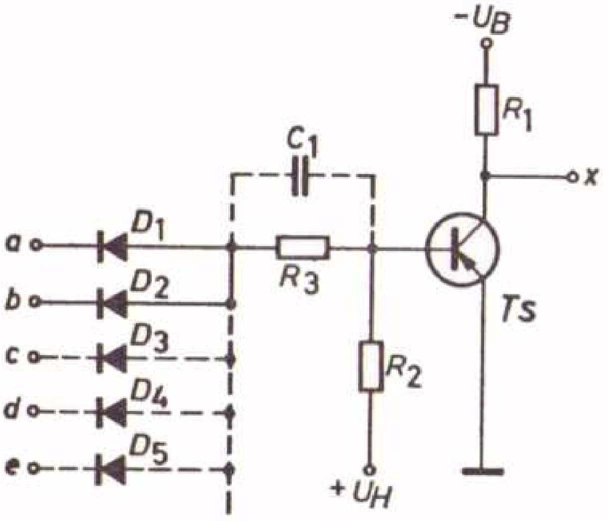


Fig. 5.12a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NOR-schakeling (NOR/NAND-schakeling) met PNP-transistor.

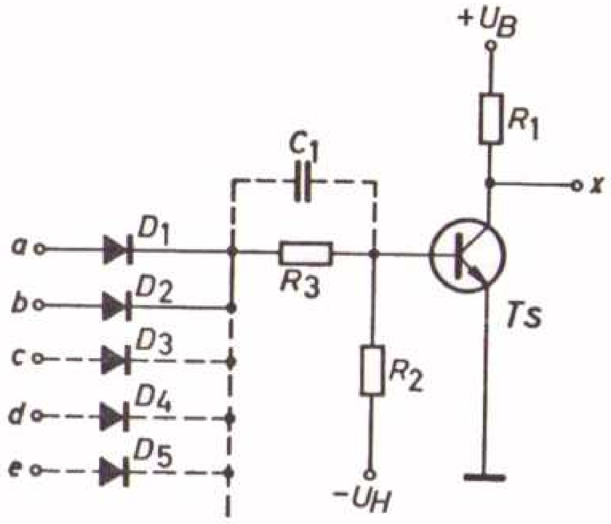


Fig. 5.12b. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NOR-schakeling (NOR/NAND-schakeling) met NPN-transistor.

Gebaseerd op positieve logika ontstaat de NOR-funktie $x = a \,\overline{\vee}\, b \,\overline{\vee}$ enz., waarbij de lengte van de uitdrukking gegeven is door het aantal ingangen (*a*, *b* enz.). Vanzelfsprekend kan de NOR-schakeling ook bij negatieve logika worden toegepast; hij vervult dan echter een NAND-funktie, namelijk $x = a \,\overline{\wedge}\, b \,\overline{\wedge}$ enz. Daarmee ontstaat — analoog aan de overwegingen in par. 5.2.1 en 5.2.2 — uit de NOR-schakeling een NOR/NAND-schakeling.

5.3. Bouwstenen en hun schakeling

De in par. 5.2 beschreven basisschakelingen zijn samen met een reeks andere schakelingen als bouwstenen resp. als geïntegreerde schakelingen verkrijgbaar. Het gebruik van bouwstenen houdt bepaalde consequenties in. Deze beginnen reeds met de keuze van bepaalde bouwstenen of bouwsteensystemen en omvatten meer dan alleen hun voeding en samenschakeling. In deze paragraaf wordt hierop nader ingegaan.

5.3.1. Diversiteit of uniformiteit?

De gebruiker van logische schakelingen staat o.a. voor de vraag die in de bovenstaande titel wordt gesteld. Zoals reeds op een andere plaats werd opgemerkt, zal men immers nauwelijks – tenminste niet op grote schaal – schakelingen uit losse bouwelementen samenstellen. Veeleer zal men gebruik maken van de voordelen die een serieproduktie van digitale bouwstenen biedt. Logische schakelingen zijn in ruime sortering in de vorm van bouwstenen (uit afzonderlijke schakelelementen opgebouwd of in geïntegreerde vorm) verkrijgbaar.

De vraag of het nu beter is om een zo groot mogelijk aantal verschillende bouwstenen ter beschikking te hebben, of dat men zo weinig mogelijk verschillende typen moet gebruiken, heeft tot nu toe ook de fabrikanten van bouwstenen bezig gehouden. Het gevolg ervan is dat men nu systemen van beide soorten aantreft. In elk geval bestaan er argumenten pro en contra. In een bepaald opzicht heeft de gebruiker het voordeel dat hij kan kiezen al naargelang de gezichtspunten die door zijn speciale problemen worden gesteld.

5.3.2. De NOR- en de NAND-techniek

Toen in par. 5.3.1 het begrip *uniformiteit* opdook, zal misschien de gedachte zijn opgekomen met hoeveel verschillende soorten bouwstenen – basisschakelingen – minimaal kan worden volstaan. Het antwoord luidt 1, want men kan de in par. 2.2 genoemde schakelfunkties hetzij slechts met NOR-schakelingen dan wel met NAND-schakelingen realiseren. Een waardevol hulpmiddel bieden daarbij de in par. 2.3 genoemde rekenregels. In dit verband spreekt men van NOR-techniek resp. van *NAND-techniek*. Daarbij komt industrieel gezien een belangrijk voordeel naar voren.

Men behoeft geen grote sortering schakelfunkties in voorraad te houden, maar men komt in principe met *één* schakeling uit. In de praktijk kunnen dit ook wel twee of drie types zijn, wanneer hierdoor andere voordelen ontstaan.

Het is interessant na te gaan hoe met één enkele schakelfunktie (NOR-

resp. NAND-schakeling) de meer eenvoudige basisschakelingen EN, OF en NIET kunnen worden gerealiseerd. In fig. 5.13 wordt een overzicht gegeven

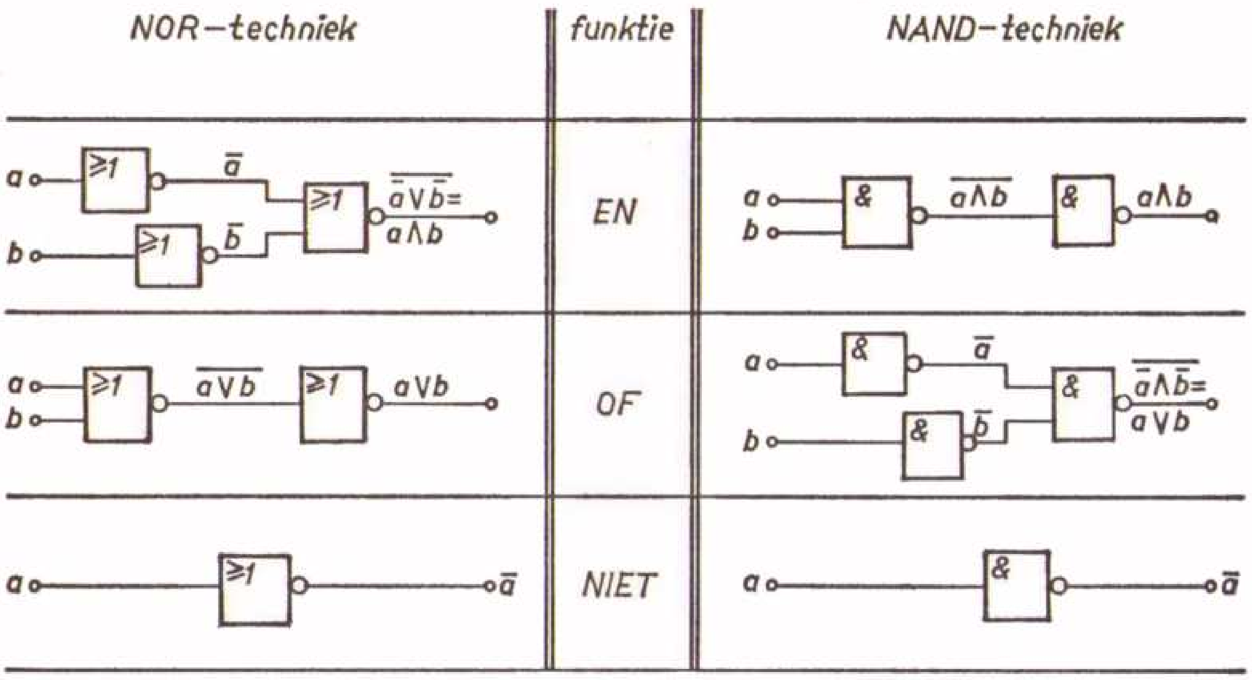


Fig. 5.13. Zoals de afzonderlijke figuren tonen, kunnen de eenvoudigere basisfunkties EN, OF en NIET binnen de NOR- resp. de NAND-techniek ook met NOR- resp. met NAND-schakelingen worden gerealiseerd; de hier in het oog springende grotere omvang van de schakeling bij de realisatie van de EN- en OF-funktie heeft een meer theoretische betekenis, daar in de praktijk zelden schakelingen worden gebruikt, waarin een groot aantal afzonderlijke EN- resp. OF-netwerken voorkomen.

om EN-, OF- en NIET-schakelingen te verkrijgen in de NOR- resp. NAND-techniek. Men ziet dat EN en OF slechts met hogere kosten kunnen worden verkregen dan bij passieve (d.w.z. zonder aktieve elementen uitgevoerde) EN- resp. OF-poorten. Daarentegen is voor de NIET-funktie slechts één NOR- of één NAND-schakeling nodig, waarvan één ingang wordt gebruikt. Bij oppervlakkige beschouwing mag dit verkwistend schijnen. Dit valt echter mee. Een ervaren ontwerper zal door gebruikmaking van de schakelalgebra met een minimaal aantal schakelfunkties toekomen. Hiervoor zijn programma's ontwikkeld die het mogelijk maken om met behulp van een computer tot een optimaal ontwerp te geraken. Dit is vooral voor grotere schakelingen rendabel.

Bij de NOR- resp. NAND-techniek worden zo het aantal delen van schakelingen die niet worden gebruikt tot een minimum beperkt. Een analyse van fig. 5.13 zou gemakkelijk tot de tegenovergestelde conclusie kunnen leiden, daar het aantal elementen nodig om een zuiver EN- OF-netwerk te maken, opvallend groot is. In de praktijk blijkt echter dat voor de realisering van een be-

paalde schakeling zelden grote aantallen losse EN- resp. OF-netwerken vereist zijn.

Dat onder bepaalde omstandigheden zelfs geringere kosten kunnen ontstaan, toont het volgende voorbeeld.

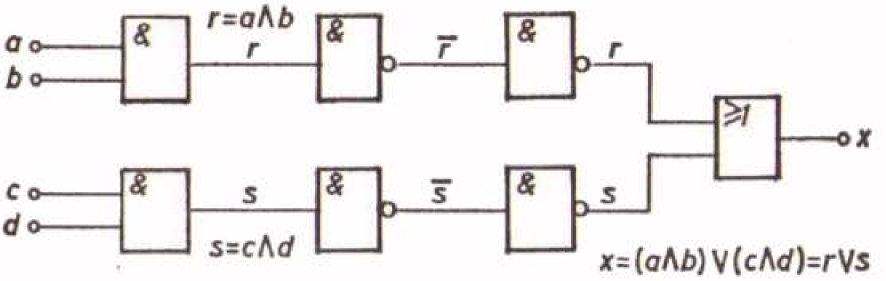


Fig. 5.14. De uitwerking van de schakelalgebraïsche voorwaardenvergelijking $x = (a \wedge b) \vee (c \wedge d) = r \vee a$ met behulp van EN- en OF-poorten; het doel van de NIET-schakeling is in de tekst verklaard.

De schakelalgebraïsche vergelijking

$$x = (a \wedge b) \vee (c \wedge d) = r \vee s$$

moet met behulp van EN- en OF-poorten worden gemaakt. Dit zou oppervlakkig gezien als volgt kunnen geschieden: De beide uitdrukkingen tussen haakjes $(a \wedge b)$ en $(c \wedge d)$ worden elk door een EN-poort gerealiseerd. Op deze beide EN-poorten moet dan nog een OF-poort volgen om de gewenste OF-verbinding van de beide uitdrukkingen tussen haakjes te verkrijgen. Tot zover is aan de voorwaarden voldaan, want er geldt $(a \wedge b) = r$ en $(c \wedge d) = s$. Een hindernis vormt echter dat ter wille van de betrouwbaarheid van de samenvoeging nog versterkers moeten worden tussengeschakeld, waarvoor NIET-schakelingen kunnen dienen. De vervaardiging van deze schakeling wordt nu echter tamelijk gecompliceerd, zoals fig. 5.14 toont. Er zijn steeds twee NIET-schakelingen vereist, omdat in dit geval de inversie door de eerste NIET-schakeling door de inversie van een tweede NIET-schakeling moet worden gekompenseerd om de juiste schakelsituatie te herstellen.

Dat betekent een aanzienlijk aantal elementen indien men uitsluitend EN-, OF- en NIET-schakelingen zou willen gebruiken. In dit geval is er een eenvoudige oplossing met behulp van NAND-funkties. Men herinnert zich dat een EN-poort en een NIET-schakeling samen een NAND-schakeling vormen. Daarmee kan de schakeling volgens fig. 5.14 van de uitgangen $a \ldots d$ tot $\bar{r}$ en $\bar{s}$ door twee NAND-schakelingen worden vervangen. De volgende stap bestaat uit het feit dat twee NIET-schakelingen met een daarop volgende OF-poort gelijk is aan de werking van een NAND-funktie. Vervolgens kan het resterende schakelgedeelte van $\bar{r}$ en $\bar{s}$ tot x door één volgende NAND-

funktie worden vervangen, zodat een schakeling uit slechts drie NAND-schakelingen bestaat, zoals fig. 5.15 toont. De kosten zijn minimaal en kunnen

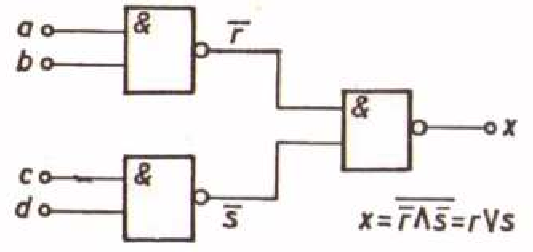


Fig. 5.15. De uitwerking van dezelfde voorwaardenvergelijking als in fig. 5.14, echter nu met behulp van NAND-poorten; de omvang van de schakeling is nu minimaal.

moeilijk nog verder worden gereduceerd. Het kan op zijn hoogst problematisch worden indien de EN-poort van de ingangen *a* en *b* en/of *c* en *d* voor een ander schakelgedeelte nodig is. Hiervoor moeten dan $\bar{r}$ en $\bar{s}$ met behulp van twee NAND-funkties worden geïnverteerd om *r* en *s* te verkrijgen. Maar ook dan zal de schakeling slechts vijf NAND-funkties bevatten en geen zeven EN-, OF- en NIET-schakelingen.

5.3.3. Samenstelling van schakelfunkties

Het achter elkaar schakelen van digitale bouwstenen is aan regels gebonden. Bij de volgende beschouwingen blijven problemen van mechanische aard en montageproblemen buiten beschouwing. Wel worden belastingsafhankelijke vraagstukken behandeld. Zo kan bijvoorbeeld bij het ontwerp van een schakeling blijken dat een bepaald type bouwsteen niet direkt door een bepaalde andere bouwsteen kan worden gestuurd, maar dat de tussenschakeling van een derde bouwsteen nodig is. Ook is het vaak niet mogelijk om met één bepaald type bouwsteen een willekeurig aantal bouwstenen van een ander type te sturen.

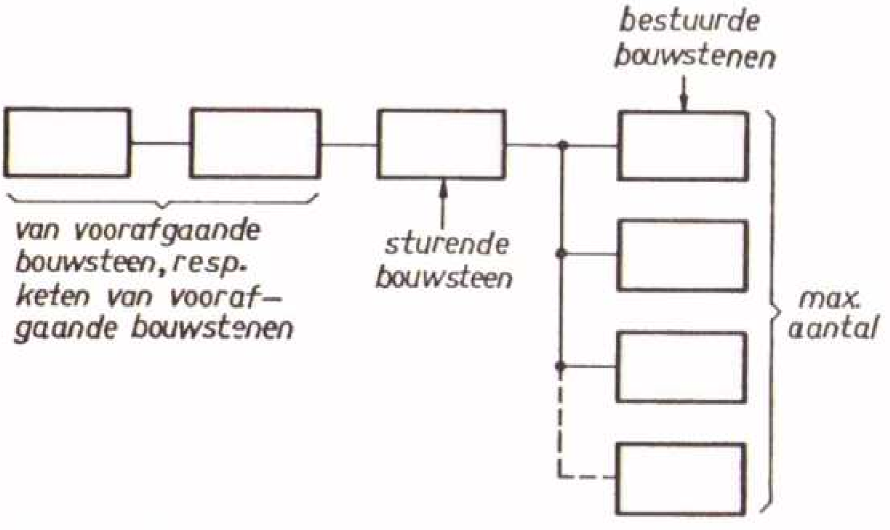


Fig. 5.16. Een gebruikelijk schema van de aaneenschakeling van digitale bouwstenen.

In de regel laten aaneenschakelingen van digitale bouwstenen zich herleiden tot het in fig. 5.16 geschetste geval. Daarin treedt een voorafgaande bouwsteen,

resp. een keten van voorafgaande bouwstenen op. Daarna volgt een sturende bouwsteen en een aantal bestuurde bouwstenen.

Meestal moet aan de hand van specificaties en belastingstabellen een berekening worden uitgevoerd. De fabrikanten van digitale bouwstenen geven twee wegen aan om de gebruiker snel een overzicht over de toelaatbaarheid of ontoelaatbaarheid van bouwsteenkombinaties te leveren.

De eerste manier bestaat uit de opstelling van een zgn. belastingstabel die uitsluitsel geeft over de vaak veelvuldige combinatiemogelijkheden. Hoe omvangrijker echter een bouwsysteem is, des te onoverzichtelijker kan een dergelijke belastingstabel worden. Ook moeten de tabellen bij uitbreiding van een systeem soms ingrijpende veranderingen ondergaan, indien de combinatiemogelijkheden aanzienlijk veranderen. Bovendien bestaat er geen enkele garantie tegen onoverzichtelijkheid.

Dergelijke moeilijkheden doen zich op de andere manier niet voor en deze zal daarom vermoedelijk steeds meer worden toegepast. Er bestaan wel enige varianten die echter principieel niet veel van elkaar verschillen. De belasting door de ingang van een aktieve bouwsteen is zó genormaliseerd, dat de voorafgaande bouwsteen met een zgn. belastingseenheid wordt belast. Uit de tabellen volgt dan met hoeveel belastingseenheden de uitgang van een willekeurige bouwsteen maximaal mag worden belast. Een dergelijk procédé is veel overzichtelijker en leidt via een eenvoudige berekening snel tot een verantwoord resultaat. Een variant hierop gaat ervan uit dat de belastbaarheid van de uitgang van een aktieve bouwsteen voortdurend wordt gestandaardiseerd, doordat hieraan een zgn. *waardegetal* wordt gegeven, bijvoorbeeld 10. Op overeenkomstige wijze zijn voor de belasting door de ingang van een willekeurige bouwsteen waardegetallen vastgelegd, die bij elkaar moeten worden opgeteld. De som van de waardegetallen mag dan het getal 10 niet te boven gaan.

In het eerste geval is dus de belasting door de ingang van gestuurde aktieve bouwstenen voor het systeem genormaliseerd, in het laatste geval is dit de belastbaarheid van de uitgangen van de aktieve bouwstenen. Indien er geen eenheid is in de ingangen of de uitgangen van bouwstenen, dan kan hiervoor toch een opgave van belastingseenheden of waardegetallen worden opgesteld. Hierdoor ontstaat meer werk voor de gebruiker.

Principiële moeilijkheden ontstaan er bij de aaneenschakeling van bouwstenen van één en hetzelfde systeem niet, mits men de gegevens van de fabrikant opvolgt. De diverse toepassingen zijn in het algemeen tot het voorbeeld uit fig. 5.16 te herleiden. Licht men bijv. de sturende bouwsteen er uit, dan staan er voor de behandeling twee gezichtspunten open. In het ene geval moet deze bouwsteen zelf worden gestuurd. De voorafgaande bouwsteen of keten van

voorafgaande bouwstenen levert bij juiste aaneenschakeling het vereiste stuurvermogen. Anderzijds volgt uit de eigenschappen van de uitgang van de sturende bouwsteen, het maximum aantal gestuurde bouwstenen dat erop mag volgen.

De situatie ligt uiteraard anders indien bouwstenen van verschillende systemen moeten worden gecombineerd. Hierbij wordt vaak de fout gemaakt dat alleen met de voedingsspanningen rekening wordt gehouden. Echter vragen de betrouwbaarheid van de kombinaties alsmede de maximale impulsreeks — resp. schakelfrequentie — bijzondere aandacht. Een keten van bouwstenen funktioneert slechts zo „snel" als de „langzaamste" in de keten. Soortgelijke overwegingen gelden vanzelfsprekend ook voor de combinatie van bouwstenen met willekeurige andere schakelingen. De inspanning die men zich moet getroosten om een verantwoord ontwerp te maken, wordt echter altijd beloond. Als aanvulling kan nog worden opgemerkt dat voor de belastbaarheid van de uitgang van bouwstenen het begrip „maximale uitgangsvertakking" is ingevoerd (Engels: fan out). Analoog leidt het begrip voor de aansluitbaarheid van de ingang resp. de ingangen van bouwstenen tot „maximale ingangsvertakking" (Engels: fan in).

6. Versterking van signalen

Versterking van signalen speelt ook in de digitale techniek een rol. Het gaat hierbij om een zodanige versterking dat op elkaar volgende circuits elkaar niet beïnvloeden (bufferwerking).

6.1. Stroom- en spanningsversterking

Er zijn twee soorten versterking van het vermogen $P = U \cdot I$ mogelijk en wel:

a. *stroomversterking*, waarbij de nadruk ligt op het verhogen van de stroom I met behoud van de spanning U; of
b. *spanningsversterking* waarbij de nadruk ligt op de spanning U.

In het eerste geval gaat het om een aanpassing tussen twee impedanties. Als de uitgangsimpedantie van een schakeling, bijvoorbeeld van een met diodes uitgerust netwerk, groot is en de ingangsimpedantie van het daaropvolgende circuit klein, dan is het noodzakelijk om een stroomversterking tussen beide circuits toe te passen. Als echter de spanning te veel van de gebruikte niveaus dreigt af te gaan wijken, moet dit niveau worden hersteld. Hiervan werd reeds een voorbeeld gegeven in de vorm van de NIET-schakeling (par. 5.2.3). In dit geval treedt spanningsversterking op waarbij gelijktijdig stroomversterking plaatsvindt.

Er zijn ook schakelingen ontwikkeld die in het bijzonder een diskriminerende werking bezitten; ze kennen slechts twee toestanden. Als de ingangsspanning onder een bepaalde waarde ligt, is de uitgangsspanning gelijk aan het ene niveau, bijvoorbeeld 0. Ligt de ingangsspanning daarentegen boven een bepaalde waarde, dan is de uitgangsspanning gelijk aan het andere niveau, bijvoorbeeld 1. In werkelijkheid is er natuurlijk een klein gebied $X \pm \Delta X$ waarin een bepaalde onzekerheid heerst. Dit houdt tevens in dat als de ingang van zo'n diskriminator geleidelijk van het ene niveau naar het andere gaat, de uitgang van de diskriminator snel van het ene niveau op het andere springt bij het passeren van het onzekerheidsgebied. Deze schakelingen worden daarom ook wel „impulsvormers" (Engels: pulse shapers) genoemd. Dit effekt kan met impedantieverlaging (stroomversterking) worden gekombineerd.

6.2. De impedantie-omvormer (emissorvolger)

De emissorvolger is een schakeling die uitsluitend dient voor de versterking van de stroom resp. verandering van de impedantie. In tegenstelling tot de NIET-schakeling (par. 5.2.3) treedt hierbij geen polariteitsomkering op. Fig. 6.1 toont de symbolische afbeelding van een emissorvolger. Voor de funktionele beschouwing geldt dat het uitgangssignaal $x = a$ is.

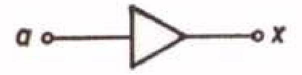


Fig. 6.1. De symbolische voorstelling van een emissorvolger.

Er ontstaat dus geen verandering van het ingangssignaal met betrekking tot de spanning. Dit is echter juist voor veel toepassingen een tekortkoming van deze schakeling, want de uitgangsspanning is steeds ongeveer gelijk aan de ingangsspanning. Daarentegen kan de uitgang veel zwaarder worden belast dan de uitgang van de voorafgaande schakeling. Fig. 6.2 geeft twee verschillende schakelingen voor een emissorvolger weer. De beide schakelingen verschillen van elkaar in twee opzichten: verschillende polariteit van de voedingsspanning ($- U_B$ en $+ U_H$ in fig. 6.2a, $+ U_B$ en $- U_H$ in fig. 6.2b) en de transistorsoort (PNP-transistor in fig. 6.2a, NPN-transistor in fig. 6.2b).

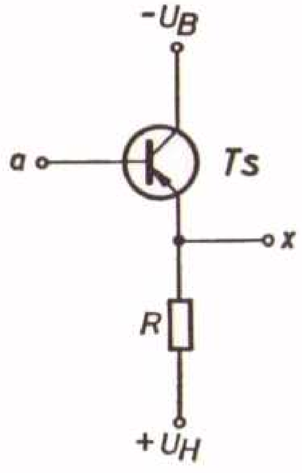


Fig. 6.2a. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een emissorvolger met PNP-transistor.

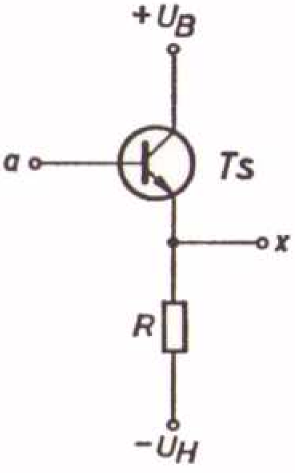


Fig. 6.2b. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een emissorvolger met NPN-transistor.

Naast de funktie van impedantie-omvormer in logische schakelingen kan hij met een kleine verandering ook als konstante stroombron worden gebruikt (fig. 6.3). Dit is voor veel metingen van belang, bijvoorbeeld om automatisch weerstanden te meten. De te meten weerstandswaarde wordt in een spanning omgezet. De schakelingsvariant wordt slechts voor de schakeling uit fig. 6.2b gedemonstreerd, omdat de uitvoering met PNP-transistor hieruit eenvoudig

kan worden afgeleid. In de schakeling van fig. 6.3 zorgt de zenerdiode *D* voor een konstante spanning tussen de basis van de transistor *Ts* en $-U_H$. Omdat de spanning op de basis nagenoeg gelijk is aan de spanning op de emissor, zal ook de spanning over de weerstand *R* konstant blijven en gelijk aan de zenerspanning U_Z.

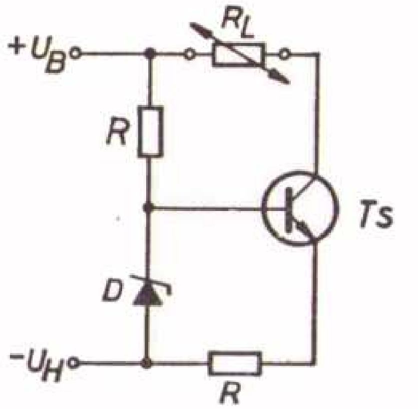


Fig. 6.3. Een voorbeeld waarin de emissorvolger uit fig. 6.2b als konstante stroombron voor meetdoeleinden wordt toegepast; de schakeling wordt in de tekst beschreven.

De stroom door de weerstand *R* blijft dus ook konstant en de stroom door de belastingsweerstand R_L is $I_C = I_E - I_B$. Omdat I_E konstant blijft, zal ook I_B, ongeacht de waarde van de belastingsweerstand R_L, konstant blijven – mits de spanning tussen kollektor en emissor niet kleiner wordt dan ongeveer 1 V. Hieruit volgt dat ook I_C konstant moet blijven. De belastingsweerstand R_L, die met een konstante stroom wordt gevoed, ligt tussen de voedingsspanning $+ U_B$ en de kollektor van de transistor *Ts*. Het spanningsverlies *U* over de belastingsweerstand R_L is gelijk aan I_C/R en is dus omgekeerd evenredig met de weerstand *R*.

De schakeling is wel enigermate afhankelijk van de temperatuur daar deze de basis-emissorspanning beïnvloedt. Deze invloed kan aanzienlijk worden beperkt door de zenerspanning hoog te kiezen. Immers zal de procentuele verandering van de spanning over *R* kleiner worden, naarmate de zenerspanning U_Z groter is. Voorts is het mogelijk de temperatuurinvloed met behulp van een diode te kompenseren.

Wordt bijvoorbeeld aangenomen:

Voedingsspanning	$+ U_B = 24$ V
Zenerspanning	$U_Z = 6$ V
Weerstand	$R = 600\ \Omega$

dan bedraagt de emissorstroom $I_E = 6/600$ A $= 10$ mA. Voor een stroomversterkingsfactor van 100 geldt dan dat de basisstroom $I_B = 0{,}1$ mA is en hiermee samenhangend de kollektorstroom $I_C = 9{,}9$ mA. Deze laatste kan op 10 mA worden gebracht door de weerstand *R* 1% te verkleinen tot 594 Ω.

Gaat men ervan uit dat de kollektor-emissorspanning niet kleiner dan 1 V mag worden – hetgeen bereikt wordt als de spanning over de belastingsweerstand R_L gelijk is aan $24 - 6 - 1 = 17$ V, dus als de belastingsweerstand $(17/10) \cdot 10^3\ \Omega = 1{,}7\ k\Omega$ bedraagt –, dan kan hiermee een stroom van 10 mA worden gestabiliseerd door een belastingsweerstand R_L die mag variëren van $0 - 1{,}7\ k\Omega$. De spanning U varieert tussen 17 V en 1 V. De stroom kan met behulp van de weerstand R worden ingesteld.

6.3. De inverter (NIET-schakeling)

Ook de inverter behoort tot de versterkers. In tegenstelling tot de emissorvolger (par. 6.2) versterkt de inverter het ingangssignaal ongeveer tot de voedingsspanning U_B. Daarnaast vindt ook een impedantieverandering plaats. Een nadeel is soms de signaalomkering die daardoor tot een cascadeschakeling van twee inverters kan leiden om dit effekt te elimineren. Twee achter elkaar geschakelde inverters vormen een niveauhersteller. Voor meer details wordt naar par. 5.2.3 verwezen.

6.4. De diskriminator (Schmitt-trigger)

Digitale schakelingen worden vaak voorafgegaan door schakelingen, waarvan de signalen niet steeds aan de eisen van de digitale schakeling voldoen (bijv. opnemers, meetschakelingen enz.). De signalen moeten dan qua niveau en vorm zó worden gevormd, dat ze in logische schakelingen kunnen worden verwerkt. Dit geschiedt met behulp van schakelingen die als diskriminator of Schmitt-trigger worden aangeduid. De symbolische voorstelling is in fig. 6.4

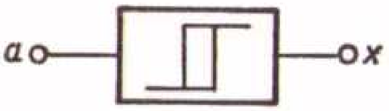


Fig. 6.4. De symbolische voorstelling van een diskriminator (Schmitt-trigger).

gegeven. Funktioneel geldt de betrekking $x = a$, met als bijzonderheid, dat de spanning op het punt x tussen de binaire waarden 0 en 1 wisselt, als de ingangsspanning op het punt a een bepaalde drempelwaarde passeert. Ook kan de schakeling zó zijn opgebouwd, dat de betrekking $x = \bar{a}$ geldt.

In fig. 6.5 is een zgn. Schmitt-trigger weergegeven, die als diskriminator dienst kan doen. Kenmerkend voor deze schakeling is dat hij slechts in twee stabiele toestanden kan verkeren. Als $a = +U_B$ dan is Ts_1 geleidend en Ts_2 gesperd en dus is $U_x \approx +U_B$. Is $a = 0$ V, dan is Ts_1 gesperd en Ts_2 geleidend, zodat dan $U_x = 0$ V. Voor deze schakeling geldt dus $x = a$. Echter vindt de overgang van de ene toestand naar de andere in een klein traject plaats als a langzaam van 0 V naar $+U_B$ gaat of omgekeerd. Dit is weergegeven in fig. 6.6.

Gaat *a* van 0 V naar $+U_B$ dan zal de spanning U_{in} worden gepasseerd. Ts_1 begint dan geleidend te worden. Daardoor neemt de basisspanning van Ts_2 af

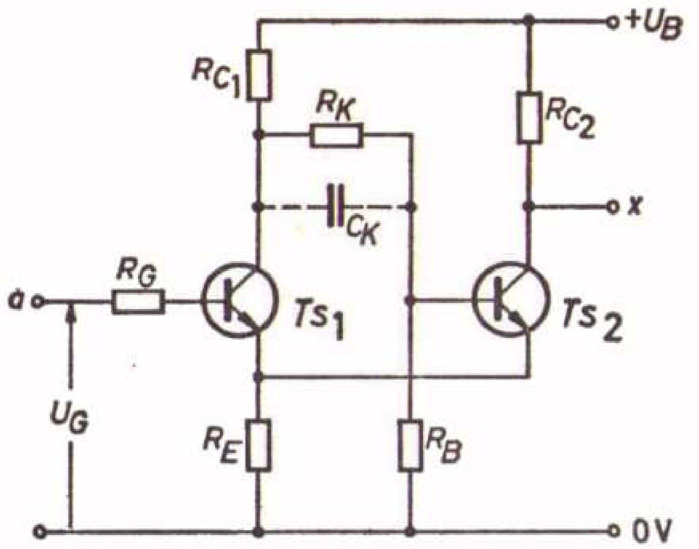


Fig. 6.5. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een diskriminator (Schmitt-trigger) met NPN-transistor.

en de emissorspanning van Ts_1 en Ts_2 toe waardoor Ts_2 wordt gesperd. Gaat *a* van $+U_B$ naar 0 V dan zal de spanning U_{uit} worden gepasseerd, waardoor zich

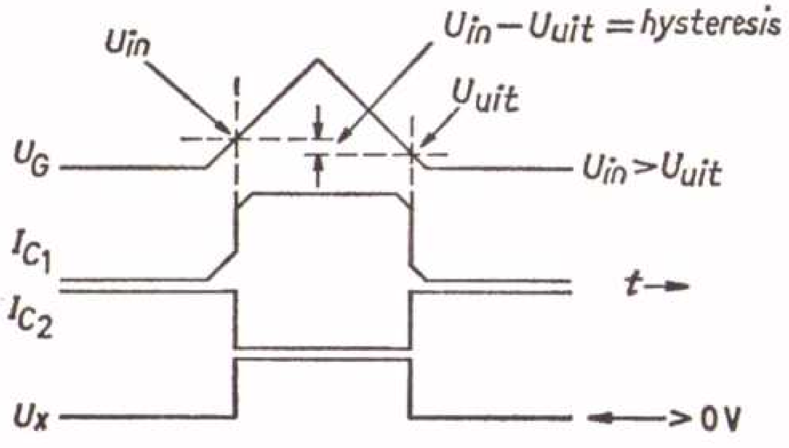


Fig. 6.6. Toestanden en werking van de schakeling uit fig. 6.5.

het omgekeerde proces afspeelt. U_{in} is iets groter dan U_{uit}. Het verschil $U_{in} - U_{uit}$, dat zelfs bij zorgvuldige dimensionering nog enige tienden van een volt bedraagt, noemt men de hysterese van de diskriminator.

7. Genereren en omvormen van signalen

In de digitale techniek komt het vaak voor dat signalen moeten worden gegenereerd of omgevormd. In bepaald opzicht vindt bij de in par. 6.4 behandelde diskriminator signaalomvorming plaats. Ook bij de in par. 6.3 behandelde invertor resp. de in par. 5.3.2 behandelde NIET-schakeling is sprake van signaalomvorming. Door de versterking wordt wel de amplitude aangepast, waardoor de vorm van het signaal verbetert, doch de tijdsduur van de signalen blijft onveranderd. Met de nu te behandelen schakelingen wordt ook de tijd beïnvloed.

7.1. De astabiele multivibrator

De astabiele multivibrator kent – zoals de naam reeds zegt – geen stabiele toestand. Schakelingen van deze soort worden gebruikt voor het *opwekken* van blok- of kanteelspanningen. De symbolische voorstelling is in fig. 7.1 afge-

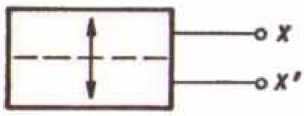


Fig. 7.1. De symbolische voorstelling van een astabiele multivibrator.

beeld. Hiervoor kan geen schakelalgebraïsche funktie worden gegeven, omdat de schakeling als *generator* fungeert en niet reageert op van buiten komende signalen.

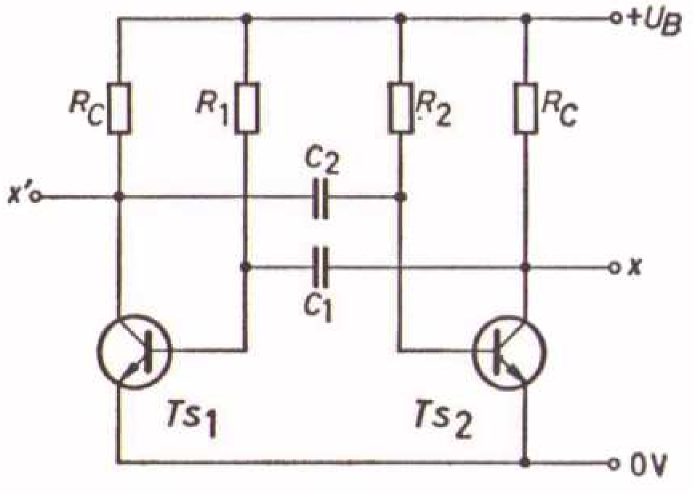


Fig. 7.2. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een astabiele multivibrator met NPN-transistor.

Fig. 7.2 toont de standaardschakeling van een astabiele multivibrator. De

schakeling kantelt spontaan tussen de beide mogelijke toestanden op en neer. Beurtelings is de transistor Ts_1 geleidend en de transistor Ts_2 geblokkeerd en Ts_1 geblokkeerd en Ts_2 geleidend. De frequentie wordt bepaald door de beide tijdkonstanten

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1$$

en

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_2$$

Vaak zal de op deze wijze verkregen flanksteilheid van het rechthoekige signaal onvoldoende zijn, zodat deze door versterking verbeterd moet worden. Soms is het gewenst om het signaal elektronisch in- en uit te kunnen schakelen. De in fig. 7.3 getoonde schakeling komt aan beide wensen tegemoet. Haar hoofd-

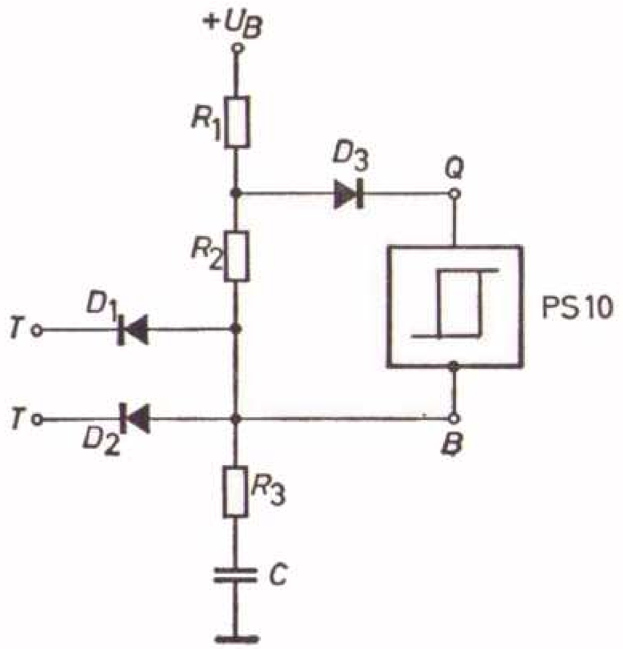


Fig. 7.3. Schakelvoorbeeld waarin een diskriminator (Schmitt-trigger) PS 10 (Philips) als astabiele multivibrator wordt toegepast; de schakeling wordt in de tekst uiteengezet.

bestanddeel is een diskriminator in de vorm van een digitale bouwsteen PS 10 (Philips). De astabiele multivibrator kan door gelijkspanningen aan de ingangen T worden bestuurd. De diodes D_1 en D_2 vormen een EN-poort. Voor de funktie van de astabiele multivibrator geldt dat de oscillatie door het nulniveau ($U_T \leq 0{,}3$ V) van een van de regelingangen T wordt gestopt. Worden beide regelingangen met tenminste $^2/_3$ U_B gevoed, dan vindt er oscillatie plaats. Met de kondensator C kan de frequentie worden bepaald. In de onderstaande tabel is het verband tussen de kapaciteit van de kondensator C en de periodeduur aangegeven:

C	0,01	0,1	1,0	10,0	μF
$1/f = t$	0,07	0,72	7,5	80	ms

Voor degenen die een indruk willen verkrijgen omtrent de opbouw van de bouwsteen PS 10, is in fig. 7.4 het volledige schema weergegeven.

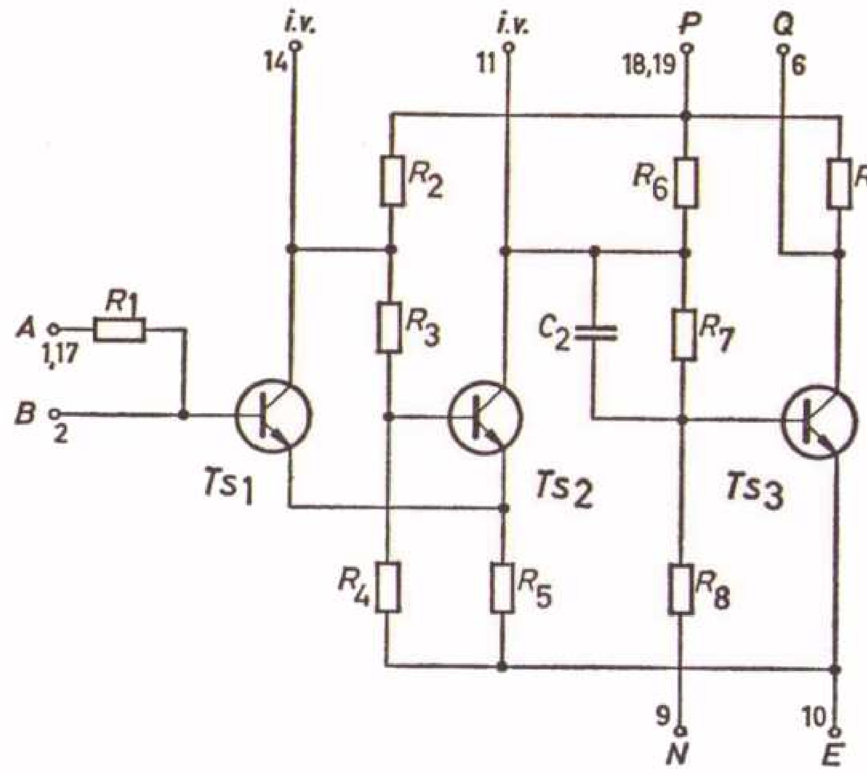


Fig. 7.4. Schakeling van de bouwsteen PS 10 (Philips); de nummers hebben betrekking op de aansluitingen van de bouwsteen; i.v. betekent *inwendige verbinding* (niet bestemd voor uitwendige aansluiting).

7.2. De monostabiele multivibrator (mono-flipflop)

Indien impulsen van verschillende duur of amplitude moeten worden omgevormd tot impulsen met een konstante amplitude en tijdsduur, dan komt voor dit doel een monostabiele multivibrator – ook als mono-flipflop of univibrator (Engels: one-shot multivibrator) aangeduid – in aanmerking. Fig. 7.5 toont

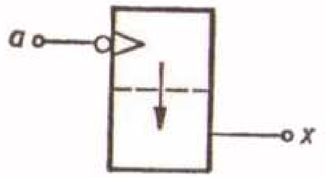


Fig. 7.5. De symbolische voorstelling van een monostabiele multivibrator (mono-flipflop).

de symbolische voorstelling ervan. Funktioneel geldt de betrekking $x = a$ of $x = \bar{a}$, hetgeen van de schakelwijze afhangt. Het essentiële van deze schakeling is dat alleen de rusttoestand stabiel is. Hierop heeft ook de naam van de schakeling betrekking. Bij sturing van de ingang *a* komt de schakeling gedurende een bepaalde tijd in de andere toestand, om daarna uit zichzelf weer in de oorspronkelijke toestand terug te keren. Een schakelvoorbeeld is in fig. 7.6 weergegeven.

Voor de rusttoestand van de schakeling zijn er principieel *twee* mogelijkheden ten aanzien van de geleidende en de gesperde toestand van de twee transistors.

Voor de schakeling van fig. 7.6 geldt dat in de rusttoestand de transistor Ts_1 gesperd en de transistor Ts_2 geleidend is. In deze toestand zijn kollektor- en

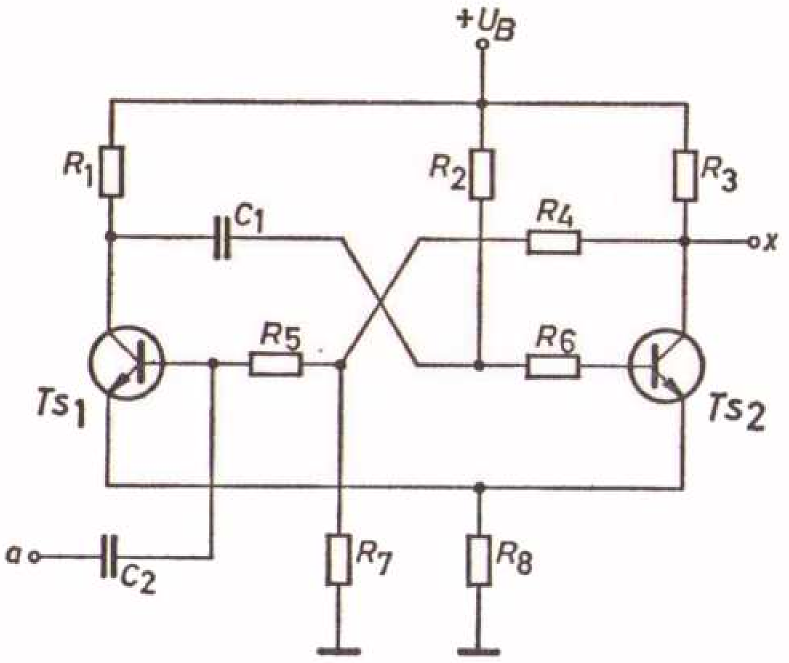


Fig. 7.6. Schakelvoorbeeld voor de praktische uitvoering van een monostabiele multivibrator (mono-flipflop) met NPN-transistors.

emissorpotentiaal van de transistor Ts_1 praktisch gelijk. De stroom door de transistor Ts_2 veroorzaakt een bepaalde spanningsdaling over de gemeenschappelijke emissorweerstand R_8. Door de spanningsdeler die bestaat uit de weerstanden R_4 en R_7 staat op de basis van de transistor Ts_1 een zodanige spanning, t.o.v. zijn emissor, dat Ts_1 zeker gesperd is. Bereikt nu een impuls met voldoende amplitude de basis van de transistor Ts_1, dan wordt deze geleidend. Als gevolg hiervan ontstaat een spanningsdaling aan de kollektor van Ts_1, die via de kondensator C_1 aan de basis van de transistor Ts_2 wordt doorgegeven. Het verdere gevolg is een afname van de stroom door Ts_2, waardoor de kollektorpotentiaal van Ts_2 weer toeneemt. Daardoor wordt de basis van de transistor Ts_1 sterker negatief, waardoor de stroom door Ts_1 verder toeneemt. Dit proces veroorzaakt een snelle omschakeling uit de *stabiele* rusttoestand naar de *labiele* werktoestand. De werktoestand blijft echter slechts bestaan totdat de lading van de kondensator C_1 over de weerstand R_2 is weggevloeid. Heeft namelijk de spanning over de kondensator C_1 een waarde bereikt, waarbij de transistor Ts_2 juist weer begint te geleiden, dan keert het gehele proces opeens om. De duur van de werktoestand wordt bij de monostabiele multivibrator *niet* bepaald door de duur van het ingangssignaal maar door de dimensionering van de schakeling.

7.3. Differentiatie van impulsen

Het is niet altijd nodig om impulsen van een aanzienlijke tijdsduur te vormen,

zoals dit met de monostabiele multivibrator (par. 7.2) mogelijk is. In diverse gevallen is het gewenst om korte impulsen met een duur van bijvoorbeeld 1 of 2 μs van de voor- en/of achterflank van langere rechthoekige impulsen af te leiden. De schakeling waarmee dit wordt bereikt, komt veelvuldig voor en is zeer eenvoudig. Deze staat bekend als *differentiaalschakeling*. De werking wordt aan de hand van de fig. 7.7 verduidelijkt.

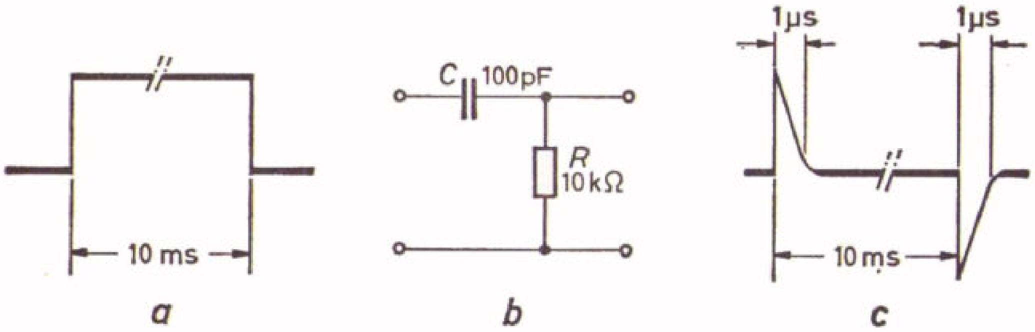


Fig. 7.7. Wordt een rechthoekimpuls (a) toegevoerd aan een differentiërend netwerk (b) dan ontstaan „naald"-impulsen uit de voor- en de achterflank (c).

Fig. 7.7a toont een rechthoekige impuls van een bepaalde duur. Wordt deze impuls aan de schakeling van fig. 7.7b toegevoerd, dan zorgt de voorflank van de impuls ervoor, dat er onmiddellijk een stroom door de weerstand *R* vloeit, zodat kondensator *C* wordt opgeladen. Hieruit volgt dat in het begin de volle impulsspanning over de weerstand *R* staat. Gedurende het opladen van de kondensator *C* neemt de stroom af en hiermee samenhangend ook de spanning over de weerstand *R*. Zo ontstaat de in het linkerdeel van fig. 7.7c naar boven gerichte impulstop. De duur van de „nieuwe" impuls hangt af van de tijdkonstante van de differentiaalschakeling. Deze tijdkonstante is het produkt van de kapaciteit van de kondensator *C* (in F) en de waarde van de weerstand *R* (in Ω). Voor de waarden die in fig. 7.7b zijn gegeven, geldt: 100 pF $= 10^{-10}$ F en 10 k$\Omega = 10^4\ \Omega$. Hieruit volgt als tijdkonstante $10^{-10} \cdot 10^4 = 10^{-6}$ s $= 1\ \mu$s. De achterflank van de impuls veroorzaakt een overeenkomstige impuls in tegengestelde richting, zoals in het rechter gedeelte van fig. 7.7c is afgebeeld. Wordt slechts een impuls in één bepaalde richting (één flank van de oorspronkelijke rechthoekige impuls) gewenst, dan kan de impuls in de andere richting met behulp van een diode worden kortgesloten. Soms wordt ook een diode in de plaats van de weerstand *R* geschakeld. De zo verkregen „naaldimpuls" zal in verder te behandelen schakelingen nog wel eens voorkomen.

8. Flipflops

In de digitale techniek worden schakelingen die in staat zijn om stabiele toestanden aan te nemen, veelvuldig toegepast voor het onthouden van signaaltoestanden, alsmede voor het optellen. Onder de aanduidingen flipflop, bistabiele multivibrator of bistabiele wip, is in de loop der jaren een schakeling met veel varianten bekend geworden, die de kenmerkende eigenschap bezit *twee stabiele toestanden* aan te kunnen nemen. Op grond van deze eigenschap zijn er vooral twee opvallende toepassingsmogelijkheden. Enerzijds is het mogelijk om bepaalde signaaltoestanden te bevriezen, dus te onthouden. Anderzijds kan een splitsing resp. deling van toegevoerde impulsen worden bewerkstelligd. Deze eigenschap ontbreekt bij de tot nu toe behandelde schakelingen, daar hier het uitgangssignaal of wel direkt wordt bepaald door de ingangssignalen, of wel met een zekere tijdsvertraging. Met dit nieuwe element kunnen echter schakelingen worden gerealiseerd waarvan het uitgangssignaal niet alleen afhangt van de momentane toestand der ingangssignalen, doch bovendien van de toestanden die reeds vóór het beschouwde tijdstip hebben bestaan. Dit zijn dus „geheugenschakelingen". De eenvoudigste geheugenschakeling is de flipflop, waarvan het symbool in fig. 8.1b wordt weergegeven.

8.1. Principe, ingangsschakelingen, systemen

Daar de flipflop tot de belangrijkste bouwstenen behoort van vrijwel alle digitale schakelingen (waaronder telschakelingen) is een goed begrip hiervan zeer essentieel. De boven omschreven elementaire eigenschappen lijken eenvoudig, doch met dit basiselement kunnen zeer gekompliceerde systemen in een grote verscheidenheid worden gerealiseerd. Daarom zal in de volgende paragrafen vrij uitgebreid worden ingegaan op de diverse aspekten van de flipflop.

8.1.1. Het principe

De eenvoudigste digitale geheugenschakeling, die van ouds bekend staat onder „relais met houdkontakt" is in fig. 8.1a weergegeven. Hoewel deze niet zonder meer in de plaats van een flipflop kan worden gesteld, draagt de werking van

deze schakeling toch bij tot een juist begrip hiervan. Naar buiten manifesteert deze zich meestal door twee drukknoppen, waarvan de ene met *in*, *start* of

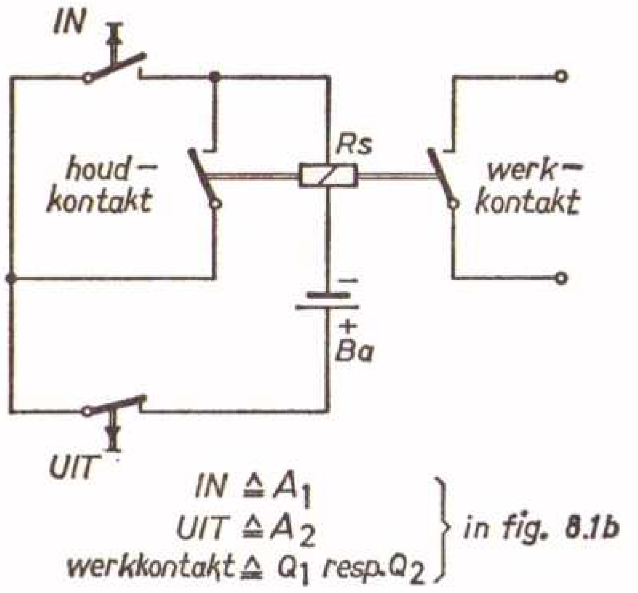


Fig. 8.1a. Voorstelling van een relais in houdschakeling; in beginsel heeft deze schakeling *twee* stuuringangen (IN en UIT) en kan *twee stabiele* toestanden innemen, zodat ze vergelijkbaar is met een flipflop (fig. 8.1b).

iets dergelijks wordt aangeduid en de andere met *uit* of *stop*. Meer dan deze aanduidingen suggereren, wordt van een dergelijke schakeling ook niet verlangd. Wordt de drukknop *in* ingedrukt, dan komt het relais in. Dit blijft in, ook nadat men de knop weer heeft losgelaten, omdat het „houdkontakt" deze knop overbrugt. Herhaald indrukken van deze knop heeft dan geen gevolg meer. Pas als men de knop *uit* indrukt, valt het relais af, waarvoor dan weer hetzelfde geldt als voor de knop gemerkt met *in*.

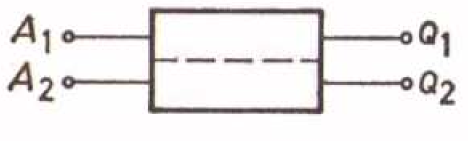


Fig. 8.1b. De algemene symbolische voorstelling van een flipflop; deze basisvorm wordt voor de diverse uitvoeringsvormen aangevuld.

Brengt men dit gedrag over op de symbolische voorstelling van een flipflop in fig. 8.1b, dan komt de drukknop *in* overeen met de ingang A_1, de drukknop *uit* met de ingang A_2 en de aangesloten sturing naar keuze met de uitgang Q_1 of Q_2. Het gedrag van een flipflop is dus goed vergelijkbaar met dat van een relais met houdkontakt.

Nu komen we aan een schakelschema voor een flipflop. Er bestaan vele uitvoeringen. We zullen ons allereerst bezighouden met de schakeling uit fig. 8.2. Hierin bevinden zich weer de ingangen A_1 en A_2 alsmede de uitgangen Q_1 en Q_2 uit fig. 8.1. De schakeling bezit dus twee stabiele toestanden, d.w.z. dat de ene transistor geleidend en de andere gesperd is. Een plotseling omklappen van de ene toestand naar de andere kan door sturing aan een van de ingangen A_1

resp. A_2 worden verkregen. Echter – en hier wordt nadrukkelijk op gewezen – blijft een meermalige besturing via één en dezelfde ingang zonder resultaat,

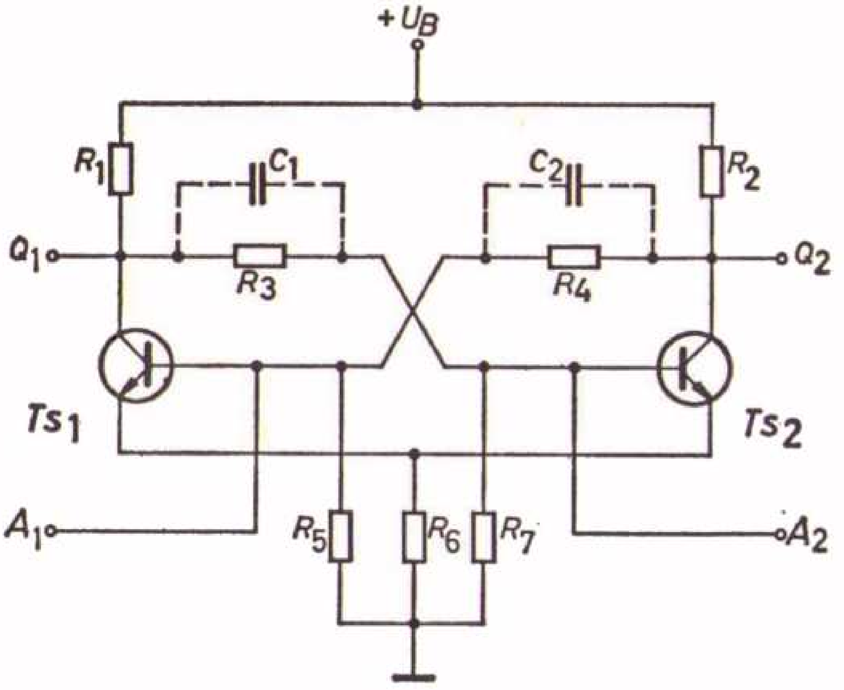


Fig. 8.2. De principeschakeling van een flipflop; de omschakeling tussen beide stabiele toestanden vindt plaats via A_1 en A_2, de toestanden zijn in signaalvorm beschikbaar aan Q_1 en Q_2.

zolang de andere ingang niet tenminste éénmaal wordt bestuurd. Elk van de twee transistors vormt op zich een inverter (par. 6.3) resp. een NIET-schakeling (par. 5.2.3). Door de koppeling van de twee trappen ontstaat een bistabiele schakeling. Tussentoestanden zijn *niet* mogelijk omdat de versterking gedurende de ene toestand in de andere belangrijk groter dan 1 is, waardoor de schakeling dan instabiel is. Stabiliteit treedt pas weer op als de versterkingsfaktor weer is afgenomen, dus tengevolge van verzadiging een daarmee evenredige oversturing optreedt. Deze toestand wordt bereikt, wanneer de ene transistor volledig geleidend en de andere volkomen gesperd is. Moet het omklappen tussen de beide mogelijke toestanden sneller plaatsvinden, dan overbrugt men de beide weerstanden R_3 en R_4 met een kapaciteit als in fig. 8.2 is aangegeven door de kondensatoren C_1 en C_2.

Er bestaat een reeks schakelingen, die louter als gedachtenexperiment uit netwerken – dus uit logische schakelingen – zijn opgebouwd. Verschillende ervan kunnen op grond van strijdige belastingsregels in de praktijk echter niet goed werken. Dit is niet het geval met schakelingen die uit twee NAND- resp. twee NOR-schakelingen zijn samengesteld. Deze werken inderdaad zeer bevredigend. Als voorbeeld toont fig. 8.3 een flipflop die uit twee NOR-schake-

lingen bestaat. Om de werking van deze schakeling als flipflop te kunnen begrijpen, wordt de schakelalgebra te hulp geroepen.

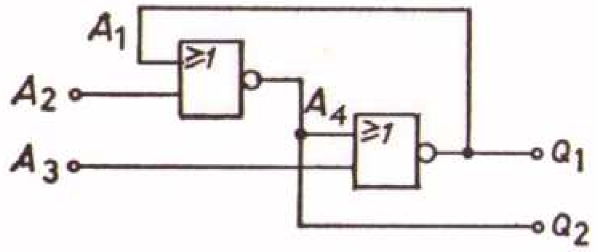


Fig. 8.3. Een flipflop uit twee NOR-poorten als symbolische voorstelling.

Voor de uitgangen Q_1 en Q_2 van de schakeling uit fig. 8.3 gelden de volgende betrekkingen, waarbij van het dualiteitsprincipe en van de negatieregel (par. 2.3.2.3) gebruik wordt gemaakt.

$$\bar{Q}_1 = A_4 \vee A_3$$

of

$$Q_1 = \bar{A}_4 \wedge \bar{A}_3$$

en bovendien

$$\bar{A}_4 = A_1 \vee A_2 = Q_1 \vee A_2$$

Dientengevolge geldt:

$$Q_1 = (Q_1 \vee A_2) \wedge \bar{A}_3$$

Verder is

$$\bar{Q}_2 = Q_1 \vee A_2$$

of

$$Q_2 = \bar{Q}_1 \wedge \bar{A}_2$$

Dat Q_1 aan weerszijden van het gelijkteken voorkomt, is essentieel voor de geheugenwerking, daar voor $A_2 = 0$ en $\bar{A}_3 = 1$ Q_1 zowel 0 als 1 kan zijn. Q_1 en Q_2 worden dus niet alleen door A_2 en $\bar{A}_3$ bepaald, maar hangen mede van zichzelf af. Dit is een vorm van terugkoppeling, die essentieel is voor de geheugenwerking. Q_1 en Q_2 kunnen niet expliciet gemaakt worden, daar de

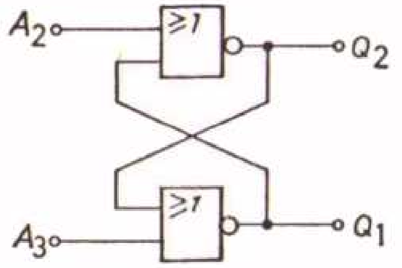


Fig. 8.4. Een meer elegante voorstelling van de schakeling uit fig. 8.3.

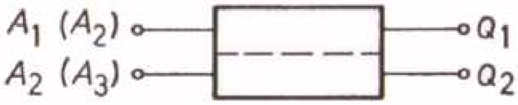


Fig. 8.5. De afbeelding van de schakeling uit fig. 8.3 met het symbool van de flipflop uit fig. 8.1.

rekenregels van de schakelalgebra het overbrengen van variabelen niet toestaan (zie par. 3.2).

De schakeling uit fig. 8.3 kan ook worden weergegeven, zoals in fig. 8.4. Deze weergave komt meer overeen met de vorm uit fig. 8.1. Vanwege de betere layout is in fig. 8.5 een variant hierop weergegeven. Hierin stemt de ingang A_1 overeen met de ingang A_2 uit fig. 8.4 en de ingang A_2 met de ingang A_3 uit fig. 8.4.

De uitgangen Q_1 en Q_2 van flipflops zijn in het algemeen *antivalent*, d.w.z. indien de uitgang Q_1 1 is, dan is de uitgang Q_2 0 en omgekeerd. Er geldt dus:

$$Q_1 = \overline{Q}_2$$

of

$$Q_1 \not\equiv Q_2$$

Weliswaar kan er op worden gewezen dat de uitgangen Q_1 en Q_2 van flipflops die uit NAND- of NOR-schakelingen zijn opgebouwd, niet altijd antivalent zijn. Zoals in het verdere verloop zal worden aangetoond, werkt de schakeling indien op beide ingangen gelijktijdig een 1-signaal (mits positieve logika!) staat, niet meer als flipflop. De schakeling werkt dan als twee gescheiden inverters (NIET-schakelingen).

Het funktionele verloop van de verschijnselen in de schakeling uit fig. 8.4 is in de tabel op blz. 100 samengevat. Het is echter nodig om enkele aanduidingen nader te omschrijven. De tijd vóór en ná het binnenkomen van een ingangsinformatie moet namelijk nader worden gedefinieerd. Dit geschiedt als volgt: de tijd *vóór* de ingangsinformatie wordt met n aangeduid, de tijdsintervallen *ná* de ingangsinformatie met $n + 1$, $n + 2$ enz. Deze aanduidingswijze wordt in fig. 8.6 verduidelijkt. Met deze kennis wordt het genoemde overzicht begrijpelijk. In de eerste kolom is de toestand van de uitgang Q_1 vóór het binnenkomen van een ingangsinformatie ondergebracht (Q_{1n}). In de tweede kolom zijn de resp. toestanden aan de ingangen A_1 en A_2 vermeld. De derde en de vierde kolom bevatten informatie over de toestanden van de uitgangen Q_1 en Q_2 gedurende het tijdsinterval $n + 1$ na het arriveren van een ingangsinformatie.

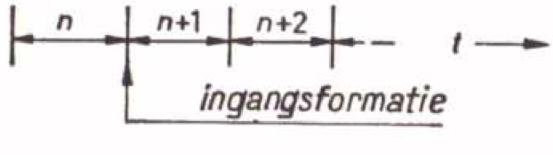


Fig. 8.6. De indeling van de tijd vóór en ná het binnenkomen van de ingangsinformatie; n is de tijd vóór de ingangsinformatie, $n + 1$, $n + 2$ enz. zijn de tijdsintervallen ná de ingangsinformatie.

Q_{1n}	A_2	A_3	$Q_{1(n+1)} = (Q_{1n} \vee \bar{A}_2) \wedge \bar{A}_3$		$Q_{2(n+1)} = (\bar{Q}_1 \wedge \bar{A}_2)$	
0	0	0	$(Q_{1n} \vee 0) \wedge 1 = Q_{1n}$	0 opbergen	$\bar{Q}_1 \wedge 1 = \bar{Q}_1$	1 opbergen
1				1		0
0	1	0	$(Q_{1n} \vee 1) \wedge 1$	1 schrijven	$\bar{Q}_1 \wedge 0$	0 wissen
1						
0	0	1	$(Q_{1n} \vee 0) \wedge 0$	0 wissen	$\bar{Q}_1 \wedge 1$	1 schrijven
1						
0	1	1	$(Q_{1n} \vee 1) \wedge 0$	0 *	$\bar{Q}_1 \wedge 0$	0 *
1						

* Beide uitgangen in de 0-toestand; *geen werking als flipflop.*

De eerste regel beschrijft de geheugenwerking van de flipflop, de tweede en de derde regel beschrijven het procédé van wissen en schrijven. In de vierde regel staat vermeld dat als beide ingangen gelijktijdig 1 worden, de schakeling niet als flipflop werkt. Onder bepaalde omstandigheden verdient deze situatie toch de aandacht.

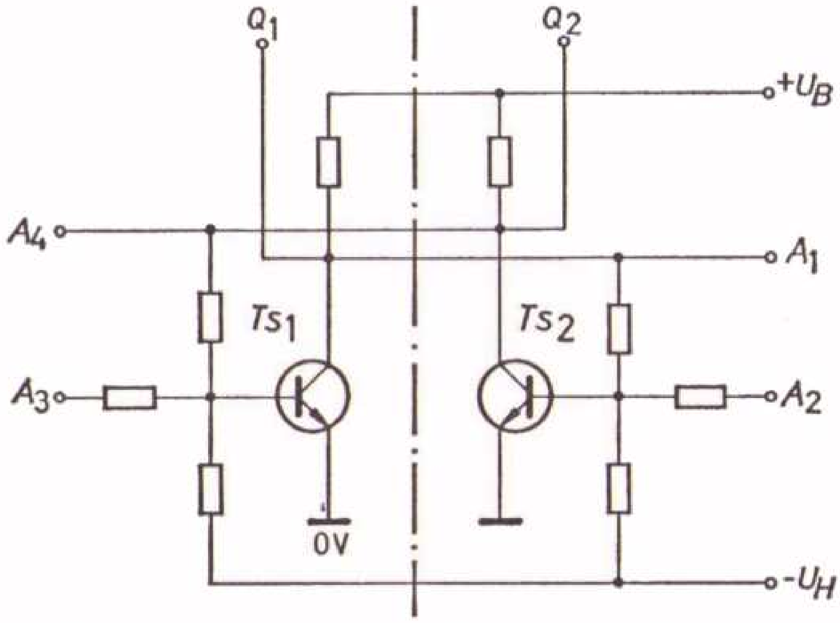


Fig. 8.7. Een mogelijke uitvoeringsvorm van praktische schakeling van een flipflop uit twee NOR-poorten.

Een mogelijke uitvoering van een praktische schakeling is in fig. 8.7 weergegeven. Alle signalen en toestanden die van belang zijn, staan in onderstaande tabel samengevat, zodat hier geen nadere uitleg nodig is.

A_2	A_3	Ts_1	Ts_2	Q_1	Q_2
0	0	geheugenwerking			
0	$+U_B$	geleidend	gesperd	0	$+2\ U_B/3$
$+U_B$	0	gesperd	geleidend	$+2\ U_B/3$	0
$+U_B$	$+U_B$	geleidend	geleidend	0	0

8.1.2. Ingangsschakelingen

Bij alle voorafgaande afbeeldingen en beschrijvingen van poortschakelingen en andere schakelingen werd stilzwijgend aangenomen dat hun ingangen resp. ingangsschakelingen *statisch* werken, d.w.z. ze zijn direkt gekoppeld. De werking gaat, gebaseerd op positieve logika, steeds uit van een 1-signaal.

Daarnaast bestaat er ook nog een signaalvorm die wordt verkregen door de *overgang* van de ene toestand naar de andere. Deze overgang kan bijvoorbeeld van A naar $\bar{A}$ of van $\bar{A}$ naar A zijn. Voor de volgende beschouwingen wordt van de onderstaande definities uitgegaan:

Overgang van $\bar{A}$ naar A heet $\dot{A}$ en is een 0/1-overgang
Overgang van A naar $\bar{A}$ heet $\dot{\bar{A}}$ en is een 1/0-overgang

Ter verduidelijking dient de schets in fig. 8.8 waaruit nog eens blijkt wat met de bovenstaande definities is bedoeld.

Fig. 8.8. De definitie van de signaalovergangen; de overgang van $\bar{A}$ naar A is een 0/1-overgang en wordt in de tekst met $\dot{A}$ aangeduid; de overgang van A naar $\bar{A}$ is een 1/0-overgang en wordt in de tekst met $\dot{\bar{A}}$ aangeduid.

Dergelijke *overgangen* kunnen echter niet door de beschreven *statische* ingangsschakelingen worden gedetekteerd. Dit leidde tot het ontwikkelen van zgn. *dynamische* ingangsschakelingen, die vaak als impuls- of triggerpoorten worden aangeduid. Ze detekteren niet alleen overgangen, maar reageren telkens slechts óf op 0/1-overgangen óf op 1/0-overgangen. Dit betekent dus dat de stijgende flank of de dalende flank wordt geregistreerd (fig. 8.8). De mogelijke

uitvoeringsvormen van dynamische ingangsschakelingen worden nu toegelicht. De weergegeven schakelingen hebben twee ingangen en één uitgang *Q*. Bij de ingangen wordt nog onderscheid gemaakt tussen een zgn. *hulpingang G* en de eigenlijke *impulsingang T* (ook met triggeringang aangeduid). De dynamische ingangsschakelingen geven op hun beurt weer uitgangsimpulsen af die voor de verdere besturing worden gebruikt. Deze uitgangsimpulsen zijn echter te zwak om zonder versterking te worden gebruikt, zodat transistors moeten worden toegepast.

Geval A: Deze schakeling wordt voorbereid door een 1-signaal op de ingang *G* en reageert dan bij 0/1-overgangen aan de ingang *T* met impulsen aan de uitgang *Q*. De volgende tabel geeft de toestand van de uitgang *Q* weer, voor alle kombinaties aan de ingangen *G* en *T*.

G	0	0	1	1
T	0/1	1/0	0/1	1/0
Q	0	0	imp.	0

De symbolische voorstelling die bij deze dynamische ingangsschakeling behoort, is in fig. 8.9a en een tijddiagram in fig. 8.9b afgebeeld.

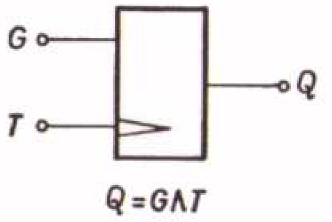


Fig. 8.9a. De symbolische afbeelding van een dynamische ingangsschakeling, die aan de ingang *G* met 1-signaal moet worden voorbereid en voor 0/1-overgangen aan de ingang *T* uitgangsimpulsen bij *Q* afgeeft.

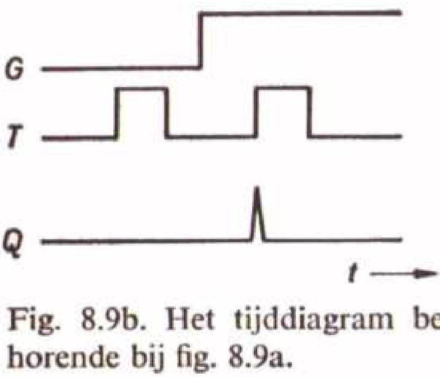


Fig. 8.9b. Het tijddiagram behorende bij fig. 8.9a.

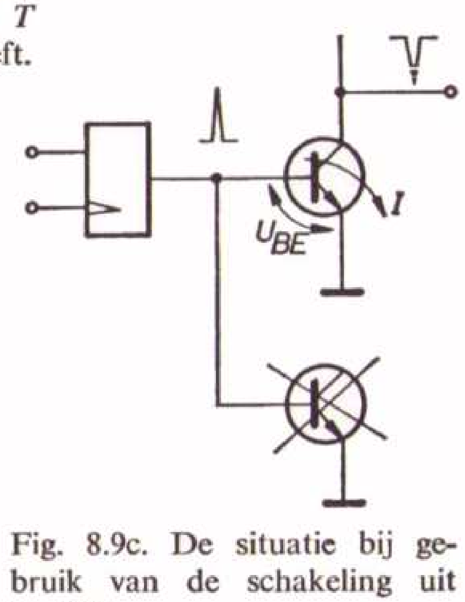


Fig. 8.9c. De situatie bij gebruik van de schakeling uit fig. 8.9a.

Voor het geval A ontstaat de situatie die in fig. 8.9c is geschetst. De schakeling heeft het nadeel dat de uitgangsimpulsen de transistor openen, d.w.z. geleidend maken.

Door de verschillende waarden voor de basis-emissorspanning U_{BE} van de afzonderlijke transistors is het niet mogelijk meer transistors parallel aan deze dynamische ingangsschakeling aan te sluiten, daar de afzonderlijke transistors *nooit gelijktijdig* geleidend worden.

Geval B: Deze schakeling vraagt als voorbereiding eveneens een 1-signaal op ingang G, doch reageert op 1/0-overgangen op ingang T met impulsen aan de uitgang Q. Onderstaande tabel bevat de toestand van Q als funktie van alle combinaties op de ingangen G en T.

G	0	0	1	1
T	0/1	1/0	0/1	1/0
Q	0	0	0	impuls

De symbolische voorstelling voor deze dynamische ingangsschakeling toont fig. 8.10a, terwijl een tijddiagram in fig. 8.10b is weergegeven.

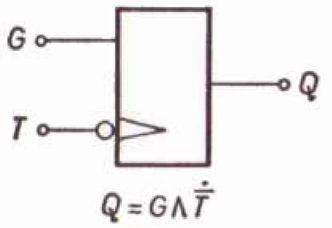


Fig. 8.10a. De symbolische afbeelding van een dynamische ingangsschakeling, die aan de ingang G met 1-signaal moet worden voorbereid en voor 1/0-overgangen aan de ingang T uitgangsimpulsen bij Q afgeeft.

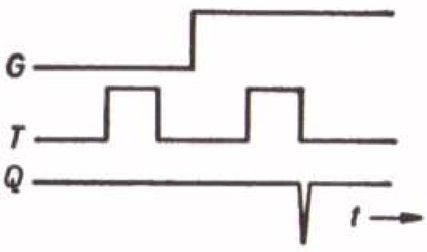


Fig. 8.10b. Het tijddiagram bij fig. 8.10a.

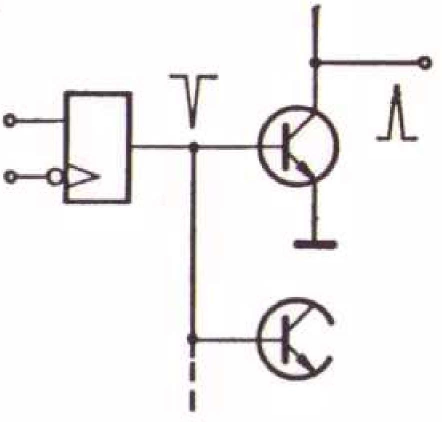


Fig. 8.10c. De situatie bij gebruik van de schakeling uit fig. 8.10a.

Voor het geval B ontstaat de situatie die in fig. 8.10c is geschetst. Het nadeel dat voor geval A werd vermeld, geldt niet voor geval B. Hier blokkeren de uitgangsimpulsen de erop volgende transistors. Hierdoor is de mogelijkheid

aanwezig om meer transistors parallel op de dynamische ingangsschakeling aan te sluiten.

Geval C: Deze schakeling vereist ter voorbereiding een 0-signaal op ingang *G* en reageert op 0/1-overgangen op ingang *T* met impulsen op uitgang *Q*. Onderstaande tabel geeft weer een overzicht.

G	1	1	0	0
T	0/1	1/0	0/1	1/0
Q	0	0	impuls	0

De symbolische afbeelding van deze dynamische ingangsschakeling toont fig. 8.11a, terwijl een tijddiagram in fig. 8.11b is weergegeven.

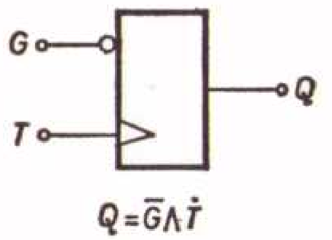


Fig. 8.11a. De symbolische afbeelding van een dynamische ingangsschakeling die aan de ingang *G* met 0-signaal moet worden voorbereid en voor 0/1-overgangen aan de ingang *T* uitgangsimpulsen bij *Q* afgeeft.

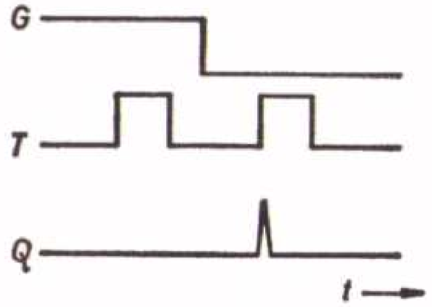


Fig. 8.11b. Het tijddiagram bij fig. 8.11a.

Geval D: Deze schakeling vereist ter voorbereiding ook een 0-signaal op ingang *G* doch reageert op 1/0-overgangen op ingang *T* met impulsen op uitgang *Q*. Dit is in de onderstaande tabel weergegeven.

G	1	1	0	0
T	0/1	1/0	0/1	1/0
Q	0	0	0	impuls

De symbolische afbeelding van deze dynamische ingangsschakeling toont fig. 8.12a. Fig. 8.12b geeft het tijddiagram.

Voor het geval D ontstaat de situatie die in fig. 8.12c is geschetst. Het ligt voor de hand, dat men niet altijd met één enkele voorbereidingsingang *G* wil

werken. De uitbreiding met meer voorbereidingsingangen is bij de schakeling die in fig. 8.12c is afgebeeld echter *niet* mogelijk, daar parallelschakeling van verscheidene weerstanden (voor de ingangen G' enz.) tot spanningsdeling in het punt X zou leiden.

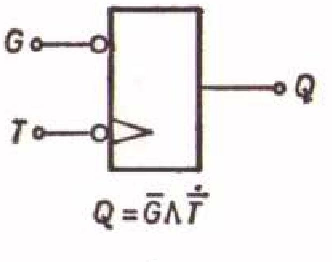


Fig. 8.12a. De symbolische afbeelding van een dynamische ingangsschakeling die aan de ingang G met 0-signaal moet worden voorbereid en voor 1/0-overgangen aan de ingang T uitgangsimpulsen bij Q afgeeft.

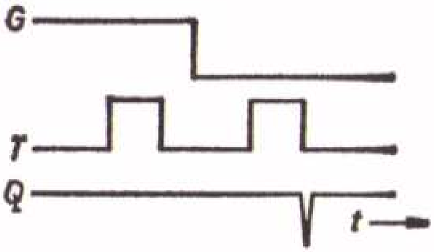


Fig. 8.12b. Het tijddiagram bij fig. 8.12a.

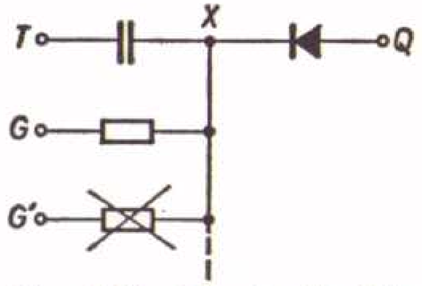


Fig. 8.12c. De situatie bij gebruik van de schakeling uit fig. 8.12a.

Een uitbreiding tot meer dan één voorbereidingsingang is mogelijk met behulp van een schakeling volgens geval B. De symbolische afbeelding van een dergelijke dynamische ingangsschakeling toont fig. 8.13a, terwijl het tijddiagram in fig. 8.13b is weergegeven. De laatste omvat ook de spanningsvormen

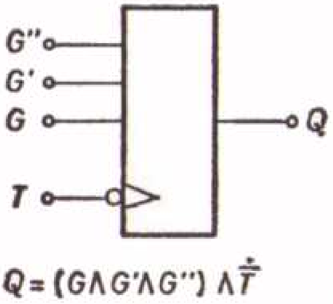


Fig. 8.13a. Een aanvulling van de schakeling uit fig. 8.10a met de ingangen G' en G'' (symbolische voorstelling).

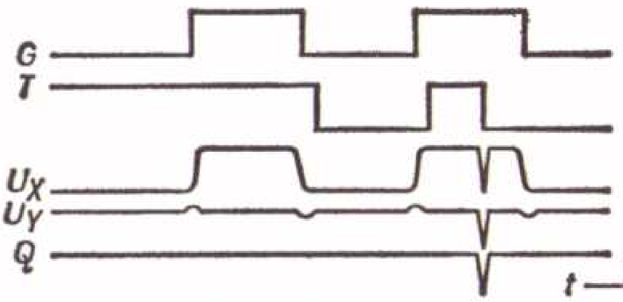


Fig. 8.13b. Het tijddiagram behorende bij fig. 8.13a; G vertegenwoordigt alle ingangen G, G' en G'' – de spanningsverlopen U_X en U_Y hebben betrekking op fig. 8.13c (punten X en Y).

U_X en U_Y die betrekking hebben op de punten X en Y in de mogelijke uitvoering volgens fig. 8.13c. De voorbereidingsingangen G' en G'' zijn mogelijk door

tussenschakeling van extra diodes. De funktie van dit schakelgedeelte is identiek aan die van een EN-poort (par. 5.2.1).

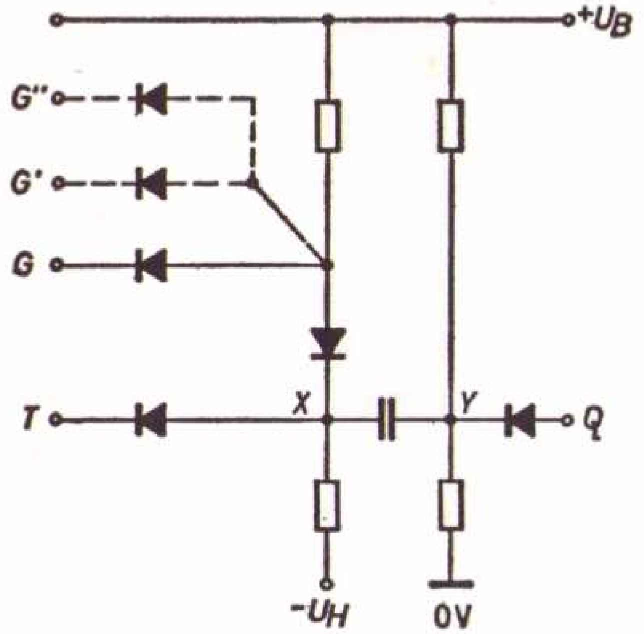


Fig. 8.13c. Mogelijke uitvoering van de schakeling uit fig. 8.13a.

8.1.3. Systemen

Het principe van de flipflop dat in par. 8.1.1 is behandeld, heeft uitsluitend betrekking op *statische flipflops*, omdat de ingangen statisch zijn. In fig. 8.14a is nog eens de symbolische afbeelding uit fig. 8.1 weergegeven, terwijl het schakelgedrag ervan in fig. 8.14b is getekend. De *dynamische flipflops* ontstaan

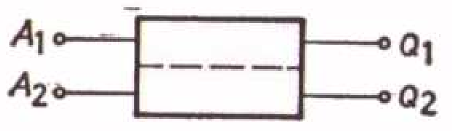


Fig. 8.14a. De algemene symbolische voorstelling van een flipflop.

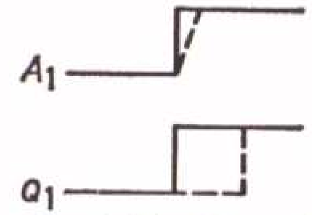


Fig. 8.14b. Het schakelgedrag van de flipflop uit fig. 8.14a.

door de kombinatie van de *dynamische ingangsschakelingen* die in par. 8.1.2 zijn beschreven. Als variant op de afbeelding uit fig. 8.14 toont fig. 8.15a het

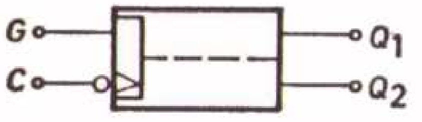


Fig. 8.15a. De symbolische voorstelling van een *dynamische* flipflop.

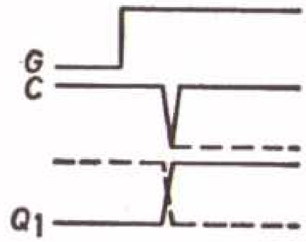


Fig. 8.15b. Het schakelgedrag van de flipflop uit fig. 8.15a.

symbool van een dynamische flipflop en fig. 8.15b de bijbehorende schets van het schakelgedrag.

Zoals bij de dynamische ingangsschakelingen het geval was, bezit de dynamische flipflop in zijn eenvoudigste vorm ook een ingang *G* en een ingang *C* (deze laatste in plaats van de ingang *T* bij de dynamische ingangsschakeling). De ingang *G* is weer als voorbereidingsingang te beschouwen. De aanduiding van de ingang *C* duidt op de Engelse benaming „clock pulse", die ook wel klokimpuls wordt genoemd.

Bij dynamische flipflops wordt onderscheid gemaakt tussen twee systemen. Hierbij dient men te bedenken dat er zelden één afzonderlijke flipflop wordt toegepast. Meestal bestaan schakelingen uit een groter of kleiner aantal flipflops. De uitdrukking „systemen" heeft betrekking op de wijze waarop flipflops met elkaar kunnen samenwerken. Zo bestaat de mogelijkheid eerst één flipflop om te schakelen, dan de tweede, vervolgens de derde enz. Dit wil zeggen dat de flipflops *niet gelijktijdig* worden omgeschakeld. Deze situatie noemt men de *asynchrone* uitvoering. Een schakelvoorbeeld is in fig. 8.16 weergegeven. Tussen ingang en uitgang van een bepaalde schakeling bevinden zich drie flipflops, die via een netwerk met elkaar zijn verbonden.

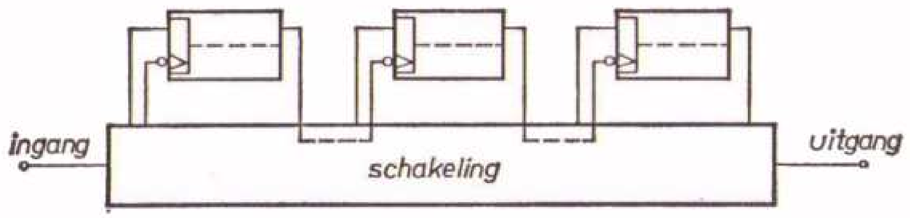


Fig. 8.16. Een schakelvoorbeeld voor de *asynchrone* werking van dynamische flipflops.

Bij een *synchrone* uitvoeringsvorm ligt de situatie anders. De flipflops worden nu gelijktijdig omgeschakeld. Het omschakelproces wordt door een centrale klokimpulsgever gestuurd. Deze variatie is in fig. 8.17 weergegeven. Ook hier

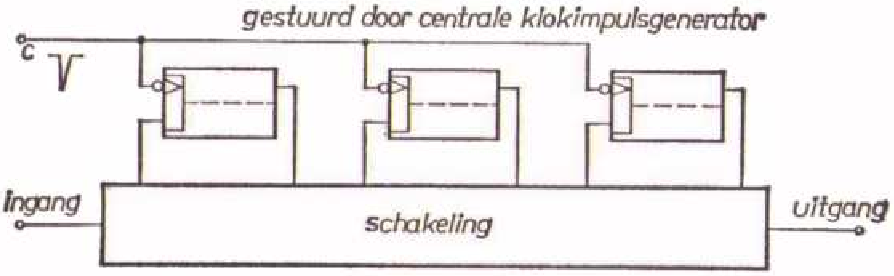


Fig. 8.17. Een schakelvoorbeeld voor de *synchrone* werking van dynamische flipflops.

zijn drie flipflops via een netwerk met elkaar verbonden, echter zijn nu alle ingangen *C* met de genoemde klokimpulsgever verbonden. De flipflops worden voorbereid en gelijktijdig (synchroon) via de ingangen *C* (impulsingangen)

door één klokimpuls omgeschakeld. De toestand van elke flipflop afzonderlijk is dan afhankelijk van de signaaltoestanden aan de voorbereidingsingangen op het moment van een bepaalde klokimpuls.

8.2. Uitvoeringsvormen

Er bestaan vele vormen waarin flipflops kunnen worden uitgevoerd. Hiermee wordt niet de *uiterlijke* gedaante bedoeld, die in dit bestek van ondergeschikt belang is, doch de kwaliteit van de schakeling. Zelfs onder de dynamische flipflops, waar het in dit boek en ook in de praktijk hoofdzakelijk om gaat, bestaan diverse variaties, die elk voor zich specifieke eigenschappen bezitten. De meest voorkomende typen worden in de volgende paragrafen behandeld.

8.2.1. De RS-flipflop

De benaming RS-flipflop duidt op de ingangen, namelijk *R* van het Engelse *reset* en *S* van het Engelse *set*. Uitgaande van de argumentatie, *reset* kan pas na *set* plaatsvinden (d.w.z. wissen resp. „terug" stellen is pas zinvol nadat eerst geschreven is), wordt ook de uitdrukking SR-flipflop gebruikt. De aanduidingen zijn in ieder geval identiek.

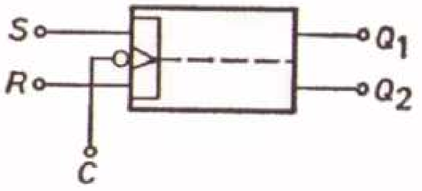


Fig. 8.18. De symbolische voorstelling van een RS-flipflop.

RS-flipflops bezitten twee voorbereidingsingangen en wel *R* en *S*. Fig. 8.18 toont de symbolische afbeelding. De onderstaande funktietabel geeft uitsluitsel over het gedrag van een RS-flipflop. R_n en S_n zijn de signaaltoestanden van de voorbereidingsingangen *R* en *S*, terwijl Q_{n+1} de toestand van een uitgang aangeeft na de eerstvolgende klokimpuls op de impulsingang *C*.

R_n	S_n	Q_{n+1}
0	0	0 } geheugeninhoud
		1 }
0	1	1 schrijven
1	0	0 wissen
1	1	*niet gedefinieerd*

Een RS-flipflop kan bijvoorbeeld als tweedeler worden gebruikt. De symbolische voorstelling hiervan toont fig. 8.19. De voorbereidingsingang *R* is met de uitgang Q_1 verbonden en de voorbereidingsingang *S* met de uitgang Q_2.

Voor de werking als deeltrap zorgt nu de impulsingang *C*. De impulsen die aan deze ingang arriveren, worden ten aanzien van hun frequentie f_C gehalveerd, zodat aan elke uitgang Q_1 resp. Q_2 een frequentie $f_C/2$ optreedt. Vanzelfsprekend zijn deze *beide* frequenties $f_C/2$ aan Q_1 en Q_2 180° t.o.v. elkaar in fase verschoven.

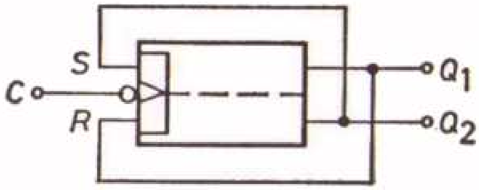


Fig. 8.19. De symbolische voorstelling van een RS-flipflop als tweedeler (asynchrone werking).

De hierboven beschreven schakeling voor frequentiedeling, resp. als binaire teller, is gebaseerd op de asynchrone werking van de RS-flipflop. Natuurlijk kunnen er ook meer van dergelijke tellers in serie worden geschakeld. Er dient echter wel rekening mee te worden gehouden, dat de schakeltijd van een afzonderlijke flipflop een zekere vertraging impliceert, zodat binnen een dergelijke dekade geen *fasevaste* deling zal ontstaan.

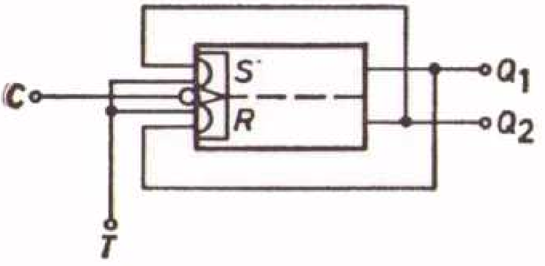


Fig. 8.20. De symbolische voorstelling van een RS-flipflop als tweedeler (synchrone werking).

RS-flipflops kunnen als binaire menger ook synchroon worden gestuurd. De symbolische voorstelling hiervan toont fig. 8.20. In deze schakeling zijn voor iedere flipflop twee voorbereidingsingangen *R* en *S* vereist. De ingangen *R* en *S* zijn twee aan twee konjunktief verbonden (EN-schakeling). Eén paar ingangen *R* en *S* is evenals bij de schakeling voor asynchrone sturing (fig. 8.19) met de uitgang (Q_1 resp. Q_2) verbonden. De andere ingangen *R* en *S* zijn samen met een extra ingang *T* verbonden, waaraan de frequentie, die door de schakeling moet worden gemengd, wordt toegevoerd. De klokimpuls wordt aan de impulsingang *C* toegevoerd. In afwijking met de schakeling uit fig. 8.19 is hier de te mengen frequentie met f_T in plaats van met f_C aangeduid.

8.2.2. De T-flipflop

De uitvoering van de RS-flipflop, die in verband met fig. 8.20 werd beschreven, wordt ook wel als T-flipflop aangeduid. Neemt men namelijk bij voorbaat de terugkoppeling van de ingangen *R* en *S* en de uitgangen Q_1 resp. Q_2 alsmede de samenvoeging van de ingangen *S* en *R* tot één nieuwe ingang *T* aan, dan

ontstaat de symbolische afbeelding uit fig. 8.21. Daar T-flipflops hoofdzakelijk in telschakelingen worden toegepast, betekent deze voorstelling een bijdrage

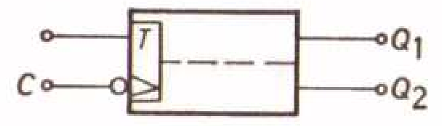


Fig. 8.21. De symbolische voorstelling van een T-flipflop.

tot een meer overzichtelijke presentatie van funktionele schakelschema's. Rest nog de opmerking dat de aanduiding T-flipflop is afgeleid van het Engelse *trigger*.

8.2.3. *De D-flipflop*

Voor een D-flipflop geldt dat de impulsingang C gehandhaafd blijft. De voorbereidingsingangen S en R worden echter niet met de uitgangen Q_1 resp. Q_2 verbonden, zoals bij de RS-flipflop het geval is (fig. 8.19 en 8.20), doch er ontstaat een nieuwe voorbereidingsingang D, die rechtstreeks verbonden is met de voorbereidingsingang R en tevens via een inverter met de voorbereidingsingang S. Dit is in fig. 8.22 weergegeven. Het symbool voor een D-flipflop is afgebeeld in fig. 8.23.

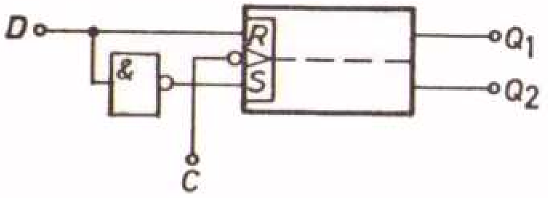


Fig. 8.22. De symbolische voorstelling van een RS-flipflop, aangevuld met een NIET-poort; er ontstaat dan een D-flipflop.

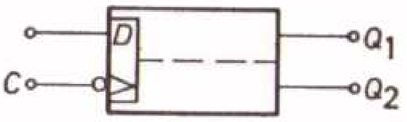


Fig. 8.23. De symbolische voorstelling van een D-flipflop.

De D-flipflop wordt meestal toegepast in „schuivende registers". Hiervan geeft fig. 8.24 een symbolische weergave. Doordat iedere D-ingang verbonden

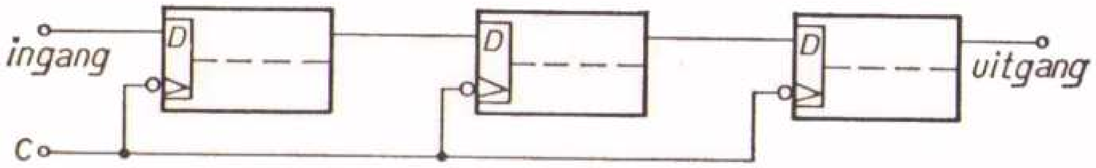


Fig. 8.24. De schakeling van een schuifregister bestaande uit D-flipflops (symbolische voorstelling).

is met de uitgang van de daaraan voorafgaande D-flipflop, neemt bij elke klokimpuls op alle C-ingangen, iedere flipflop de stand over van zijn voorganger. Was bijvoorbeeld de stand 1 0 1 vóór een klokimpuls, dan zal deze ná een

klokimpuls 0 1 0 zijn of 1 1 0, al naargelang de toestand van de voorbereidingsingang *D* van de eerste flipflop. De aanduiding D is afgeleid van het Engelse woord *delay*.

8.2.4. De JK-flipflop

Het is duidelijk dat speciale uitvoeringsvormen van flipflops automatisch tot beperking van het toepassingsgebied van de afzonderlijke typen leidt. Het ligt daarom voor de hand om naar een universele, of althans universelere uitvoering te streven. De JK-flipflop bezit een aanzienlijke universaliteit. Bij dit type zijn de beide ingangen *R* en *S* in tegenstelling tot de T-flipflop niet tot één ingang *T* samengevoegd, maar onderling gescheiden uitgevoerd. Zo ontstaat uit de symbolische voorstelling van een RS-flipflop de in fig. 8.25a weergegeven schakeling

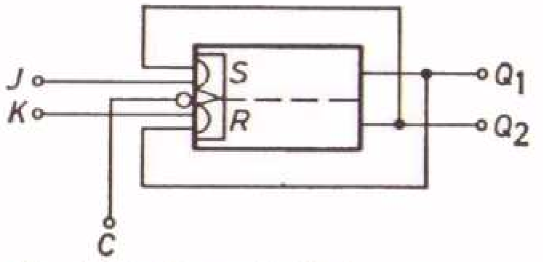


Fig. 8.25a. De symbolische voorstelling van een RS-flipflop, die tot JK-flipflop wordt veranderd.

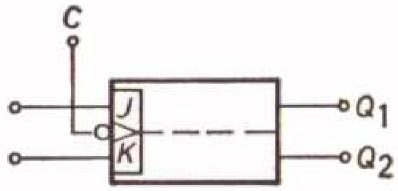


Fig. 8.25b. De symbolische voorstelling van een JK-flipflop.

met gescheiden ingangen *J* en *K*. De symbolische afbeelding van een JK-flipflop wordt in fig. 8.25b getoond. De universaliteit wordt door de afbeeldingen in fig. 8.26 nog eens onderstreept.

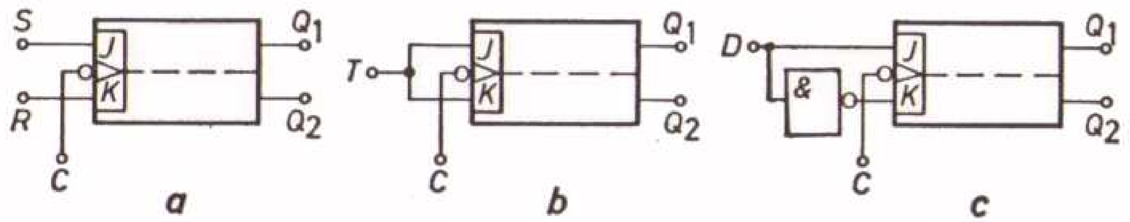


Fig. 8.26. De symbolische voorstelling van de toepassing van een JK-flipflop als RS-flipflop (a), T-flipflop (b) of D-flipflop (c).

Men kan nu een JK-flipflop naar keuze als RS-flipflop gebruiken (a), of als T-flipflop (b), of als D-flipflop (c).

8.2.5. De master/slave-flipflop

Met master/slave-flipflop wordt niet een bepaald funktioneel type aangeduid, zoals in de vorige paragrafen, doch een afwijkend schakelprincipe. Hiermee kunnen dezelfde funkties worden vervuld als met de RS-, de T- en de D-flipflop.

Het uitgangspunt is het vermijden van kondensatoren, die in de vorige uitvoeringen noodzakelijk waren omdat de korte *RC*-tijden daar het „tussengeheugen" vormden, gedurende welke tijd de flipflop van de ene toestand in de andere overging. Bij de master/slave-flipflop wordt deze taak overgenomen door een volledige flipflopschakeling. Zo ontstaat een schakeling die bestaat uit één hoofd-flipflop (de master), die als de beslissende flipflop wordt beschouwd, en één hulp-flipflop (de slaaf), die als tussengeheugen fungeert. Fig. 8.27a toont dit in symbolen, terwijl fig. 8.27b het tijddiagram geeft.

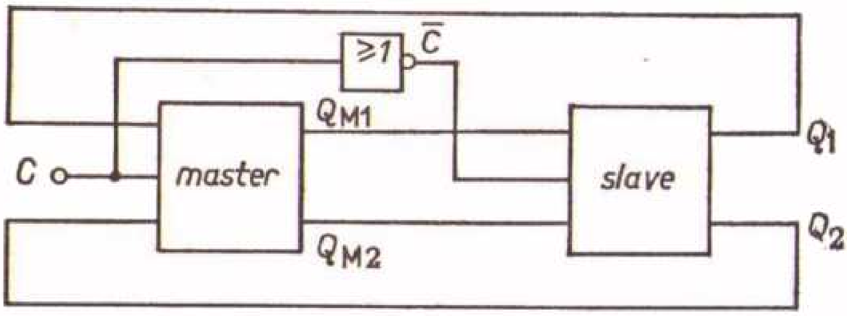


Fig. 8.27a. De symbolische voorstelling van een master/slave-flipflop.

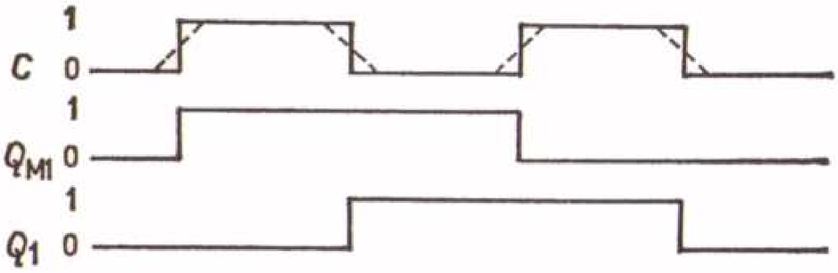


Fig. 8.27b. Het tijddiagram behorende bij fig. 8.27a.

Hoewel deze flipflop-uitvoering meer onderdelen omvat, biedt hij het voordeel veel geringere eisen te stellen aan de steilheid van de flanken van het triggersignaal. Dit biedt de mogelijkheid om de schakeling ongevoeliger te maken voor storende signalen. Het uitgangspunt van deze schakeling is immers dat gedurende de eerste 0/1-overgang van het triggersignaal C de masterflipflop in de 1-toestand komt, omdat de slave in de 0-toestand staat, terwijl de slave in de 0-toestand blijft omdat deze op de 1/0-overgang van $\bar{C}$ niet reageert. (Er zit hier wel een addertje onder het gras. In de symbolische weergave komt dit niet tot uitdrukking. De flipflops reageren hier immers niet op een impuls, doch op een spanningsniveau. Daarom dient de dimensionering van de schakeling zó te zijn dat het niveau van $\bar{C}$ reeds een zodanige waarde heeft bereikt als de master in de 1-toestand komt, dat de slave inderdaad niet toch nog in de 1-toestand kan komen. Met andere woorden, $\bar{C}$ moet de slave reeds vergrendeld hebben voordat Q_{M1} en Q_{M2} hun resp. 0/1- en 1/0-overgang

hebben gemaakt.) Keert nu in de tweede fase het triggersignaal van *C* terug naar het 0-niveau, dan komt ook de slave in de 1-toestand daar de master in de 1-toestand verkeert en blijft (voor dit laatste geldt uiteraard ook weer dat *C* de master moet vergrendelen voordat de slave in de 1-toestand komt). De derde fase bestaat nu hieruit dat *C* weer 1 wordt, waardoor de master in de 0-toestand terugkeert, omdat de slave in de 1-toestand staat en blijft. De laatste en vierde fase – waarbij *C* weer nul wordt – doet tenslotte ook de slave weer in de 0-toestand terugkeren. Men dient dus goed de vier fasen te onderscheiden. Uit het bovenstaande zal het duidelijk zijn, dat de 0/1- en de 1/0-overgangen van het triggersignaal *C* ook mogen verlopen volgens de gestippelde lijnen in fig. 8.27b.

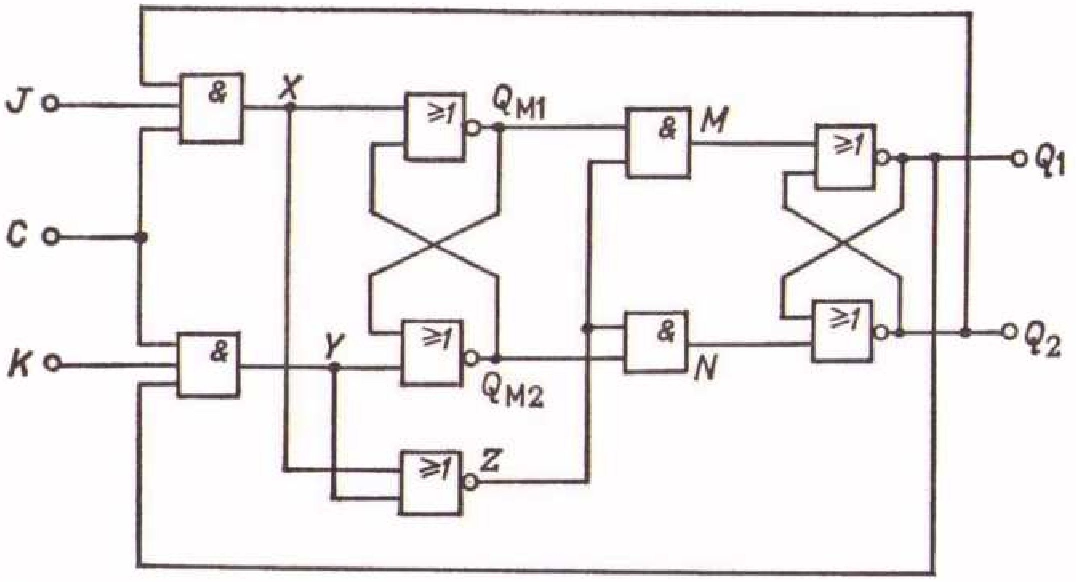


Fig. 8.28a. Schakeling van een master/slave-flipflop in JK-uitvoering.

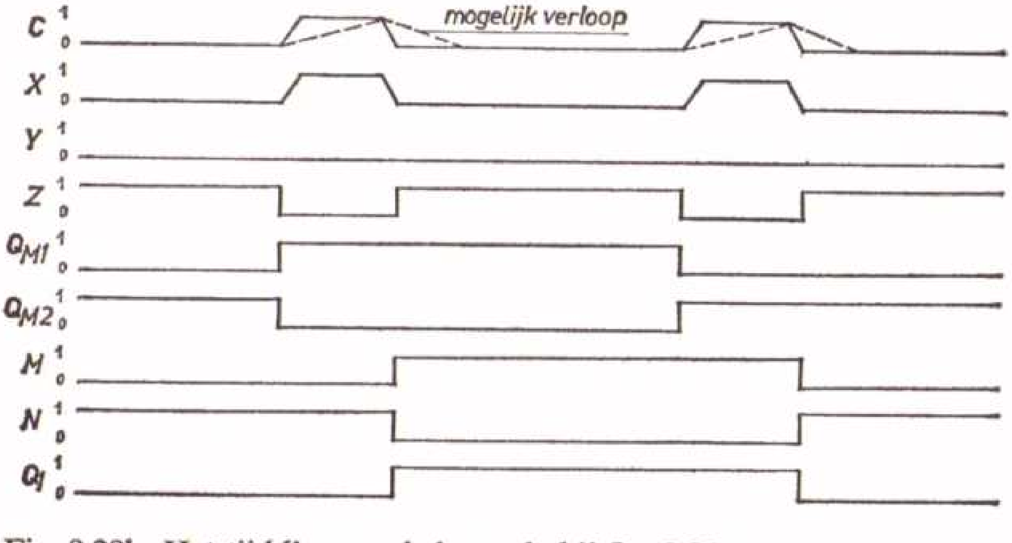


Fig. 8.28b. Het tijddiagram behorende bij fig. 8.28a.

Dat de master/slave-flipflop hoe langer hoe meer wordt toegepast, vindt niet alleen zijn oorzaak in de ongevoeligheid voor storende signalen, doch in het

feit dat geïntegreerde circuits zich om technologische redenen slecht lenen om kondensatoren te bevatten. Daarentegen maakt het veel minder uit om het aantal halfgeleiderelementen (transistors en diodes) uit te breiden. Dit is dan ook de reden waarom hier wat uitgebreider op deze schakeling wordt ingegaan.

Er bestaan vele varianten in de uitvoeringsvorm, doch het principe blijft steeds gehandhaafd. Fig. 8.28a geeft het schema van de master/slave-flipflop nog wat uitgebreider in symbolen weer. Hiervoor is de JK-flipflop gekozen, daar deze immers zowel als RS-flipflop, als T-flipflop en als D-flipflop kan worden gebruikt.

Fig. 8.28b geeft het volledige tijddiagram nog eens weer voor alle signalen. Aan de hand van de hierboven geschetste werking in vier fasen, moet het mogelijk zijn dit stap voor stap te verifiëren.

9. Telschakelingen

De digitale techniek leent zich bij uitstek om telschakelingen te verwezenlijken. Immers, digitaal betekent het werken in „diskrete" stapjes, hetgeen overeenkomt met het begrip „tellen". Aangezien de basiselementen in de digitale techniek binair zijn, is het tellen in het tweetallig stelsel het eenvoudigst. Daar dit niet aansluit bij het in onze beschaving gangbare tientallige stelsel, zijn speciale schakelingen nodig, alsmede dekodeerschakelingen, om toch in het tientallige stelsel te kunnen tellen, resp. de getallen in het tientallige stelsel te presenteren.

Tevens is de geheugenfunktie altijd met het begrip tellen verbonden. Men kan immers pas besluiten dat een bepaalde gebeurtenis de zoveelste is, indien men heeft onthouden hoeveel van deze gebeurtenissen hieraan reeds zijn voorafgegaan. Het is daarom begrijpelijk dat het basiselement van elke telschakeling de flipflop is. Hiermee kan men echter slechts van 0 tot 1 tellen, zodat steeds vele flipflops nodig zijn om tot grotere getallen te komen.

9.1. De mogelijkheden van de impulstelling

In de elektronika geschiedt elke telling met behulp van impulsen. De gebeurtenissen die worden geteld, moeten dus altijd in elektrische impulsen worden omgezet, alvorens ze met behulp van een elektronische teller kunnen worden geteld. Hiertoe zijn opnemers noodzakelijk, zoals fotocellen, elektromagnetische opnemers, piëzo-elektrische kristallen, elektrische kontakten, enz. De keuze van de opnemer zal worden beïnvloed door: de soort van de te tellen verschijnselen, de snelheid waarmee moet worden geteld en de bedrijfszekerheid die wordt verlangd.

Tussen de eigenlijke opnemer en de telschakeling zal vrijwel altijd nog een elektronische schakeling noodzakelijk zijn om het elektrisch signaal van de omzetter aan te passen aan specifikaties waaraan de impulsen voor de te gebruiken telschakeling moeten voldoen. Deze aanpassing kan betrekking hebben op de hoogte van de impulsen (spanningsversterking), op de impedantie van de opnemer (stroomversterking), op de steilheid van de flanken (diskriminatoren) en op stoorsignalen (bonzen van kontakten, ruis, enz.) die met selektieve schakelingen moeten worden onderdrukt. Voor dit gedeelte wordt echter naar

het volgende hoofdstuk verwezen. In dit hoofdstuk zullen we ons uitsluitend met een aantal telschakelingen bezighouden.

In verband met de reeds gesignaleerde wens om in het tientallig stelsel te kunnen werken, is het nodig om over een basisschakeling te beschikken die van 0 – 9 kan tellen, een zgn. „dekade". De omvang van een telschakeling wordt dan eenvoudig bepaald door het aantal machten van tien tot waar men wenst te tellen. Wil men bijvoorbeeld kunnen tellen tot één miljoen, dan zal de telschakeling 6 dekaden moeten bevatten. Zo ontstaat een verschuiving van het binaire basiselement, de „flipflop", naar de wat meer gekompliceerde basiseenheid, „de dekade".

Een dekade zal uit diverse flipflops moeten bestaan. Met drie flipflops zijn er $2^3 = 8$ mogelijkheden. Dit is dus te weinig. Met vier flipflops zijn er echter al $2^4 = 16$ mogelijkheden, hetgeen zes te veel is. Hieraan is niets te doen. Men zal deze overvloedigheid – ook wel „redundantie" genoemd – op de koop toe moeten nemen. Dit is de prijs die men moet betalen om niet in het tweetallig doch in het tientallig stelsel te werken.

De dekade moet de eigenschap bezitten om na de tiende impuls weer in de 0-toestand terug te keren, zodat hij van 9 op 0 springt. De overige konfiguraties die de vier flipflops kunnen innemen, dienen dus te worden overgeslagen. Bovendien moet de dekade dan zelf een impuls produceren, die door de volgende dekade wordt geteld.

Er bestaan veel mogelijkheden om met flipflops een dekade te verwezenlijken. Allereerst kan men zuiver binair tellen (par. 3.3.1) resp. in de 8-4-2-1-kode (par. 3.3.2.1), zodat met 0 0 0 0 = 0 wordt begonnen en na 1 0 0 1 = 9 wordt geëindigd. De overblijvende konfiguraties van 1 0 1 0 = 10 tot 1 1 1 1 = 15, worden dan overgeslagen.

Gebruikt men 5-bit-kodes (bijv. de 7-4-2-1-0-kode; par. 3.3.2.4) of de biquinaire kode, resp. de quibinaire kode (par. 3.3.2.5), dan heeft men vanzelfsprekend aan 4 flipflops niet voldoende, daar voor elke bit één flipflop nodig is. Bij de biquinaire of de quibinaire kode heeft men 7 bit, dus ook 7 flipflops nodig. Voordat digitale bouwstenen of geïntegreerde schakelingen verkrijgbaar waren, gebruikte men daarvoor dekades die een *twee*stabiel gedeelte (flipflop) en een *vijf*stabiel gedeelte bezitten. Bij telling in de biquinaire kode leidde men bij dergelijke dekades de ingang allereerst op het vijfstabiele gedeelte en aansluitend op het tweestabiele deel. Het kenmerk van de biquinaire kode is immers twee vijftallencycli, zodat het vijfstabiele gedeelte tweemaal moet worden doorlopen. Daarentegen leidde men bij dekades voor het tellen in de quibinaire kode de ingang allereerst op het tweestabiele gedeelte en vervolgens op het vijfstabiele gedeelte. Het gaat daarbij immers om vijf tweecycli, zodat het twee-

stabiele deel vijfmaal moet worden doorlopen. In de volgende paragrafen worden echter telschakelingen beschreven die alle uit flipflops bestaan.

Een ander mogelijk ontwerp van een dekade wordt gevormd door voor elk van de 10 toestanden één flipflop te nemen, dus in totaal 10 flipflops. Ook dergelijke schakelingen zijn zinvol, daar zij zich lenen voor telschakelingen die niet uit dekades zijn opgebouwd (vgl. par. 9.5).

9.2. De éénrichtingsteller

Zoals de naam reeds zegt, bezitten éénrichtingstellers slechts één telrichting. Dit wil zeggen, dat ze hetzij naar voren, hetzij terug tellen, maar niet heen-en-weer. In talrijke toepassingen stoort deze beperking niet. In par. 9.1 werden reeds enkele mogelijke ontwerpen van telschakelingen aangegeven. Het eenvoudigste voorbeeld is inderdaad een dekade-teller die uit 4 flipflops is opgebouwd en volgens de 8-4-2-1-kode (par. 3.3.2.1) werkt. Deze kode is voor de eerste 10 cijferequivalenten identiek met de zuiver binaire kode (par. 3.3.1) en is dus volledig tweetallig – gebaseerd op machten van twee – georganiseerd.

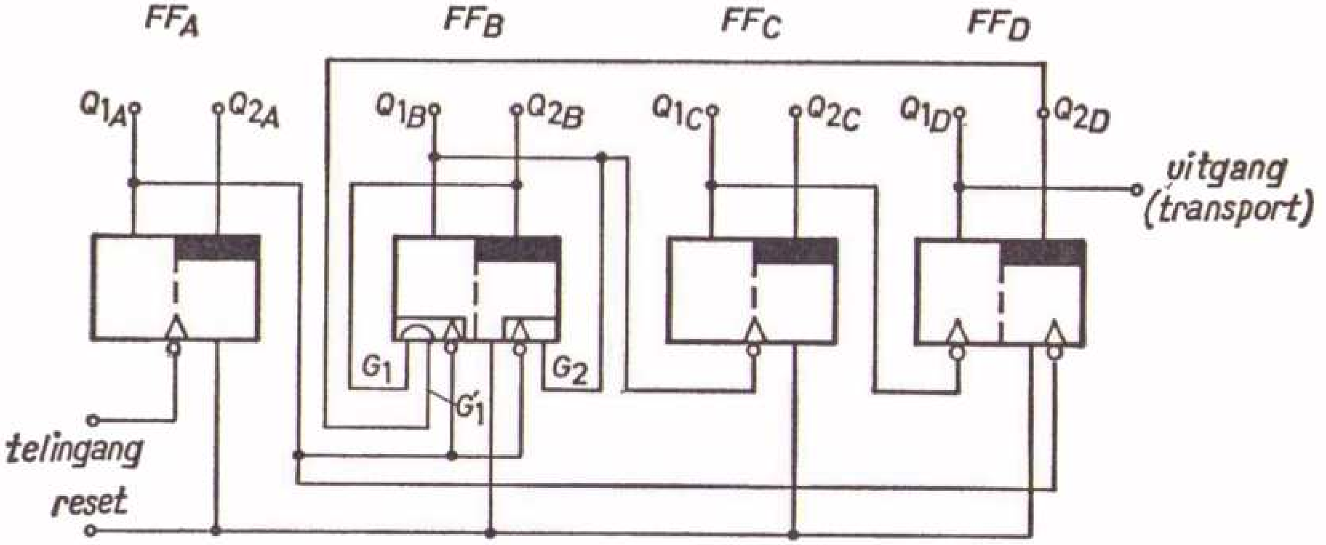


Fig. 9.1. Het funktieschema van een dekade-éénrichtingsteller, bestaande uit 4 flipflops; de telling geschiedt in de 8-4-2-1-kode.

Het funktieschema van een dergelijke dekade-teller is in fig. 9.1 afgebeeld. Het bevat 4 flipflops die asynchroon gestuurd worden (vgl. fig. 8.16). Een nevenbijzonderheid vormt de flipflop FF_B waarop nog wordt ingegaan. In de uitgangssituatie bevinden zich alle flipflops in een toestand waarin – uitgaande van positieve logika – de uitgangen Q_1 0-signaal voeren, de uitgangen Q_2 daarentegen 1-signaal. Allereerst is de funktie volledig tweetallig, d.w.z. bij de 1e, 3e, 5e en 7e (maar ook bij de 9e) ingangsimpuls wordt de flipflop FF_A vanuit de beginstand omgeschakeld. Evenzo wordt de flipflop FF_B bij de 2e ingangs-

impuls uit de beginstand omgeschakeld, komt er bij de 4e ingangsimpuls in terug, wordt bij de 6e ingangsimpuls opnieuw uit de beginstand omgeschakeld en keert er bij de 8e ingangsimpuls in terug. De flipflop FF_C wordt bij de 4e ingangsimpuls uit de beginstand omgeschakeld en keert er bij de 8e ingangsimpuls in terug. De flipflop FF_D wordt pas bij de 8e ingangsimpuls uit de beginstand omgeschakeld en keert er bij de 10e ingangsimpuls echter alweer in terug. Dit is in fig. 9.2 weergegeven.

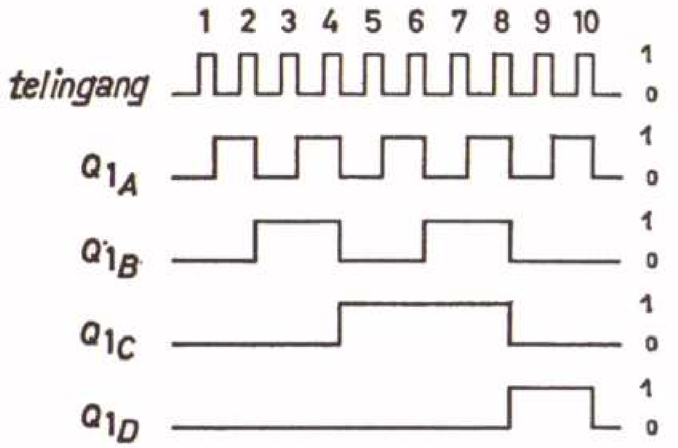


Fig. 9.2. De schakelcyclus behorende bij fig. 9.1.

Zoals men ziet, bevinden na de 10e ingangsimpuls alle flipflops zich weer in de uitgangspositie. De overige 6 schakeltoestanden worden dus onderdrukt, zodat na de 10e ingangsimpuls de uitgangstoestand alweer is bereikt. Dit wordt mogelijk gemaakt door een EN-poort te plaatsen tussen de flipflops FF_A en FF_B. In fig. 9.1 is deze EN-poort aan de ingang van de flipflop FF_B ondergebracht en kan een onderdeel van deze flipflop vormen. In ieder geval moeten twee voorbereidingsingangen (G_1 en G_1') aanwezig zijn (vgl. fig. 8.13). Na de 8e ingangsimpuls wordt de EN-poort vóór de flipflop FF_B door de 0-potentiaal van de uitgang Q_{2D} geblokkeerd. Het gevolg hiervan is dat de 10e ingangsimpuls geen invloed heeft op de flipflop FF_B, ofschoon aan de uitgang Q_{1A} een 1/0-overgang optreedt. Zodoende worden slechts de flipflops FF_A en FF_D omgeschakeld, waardoor aan de uitgang Q_{1D} een 1/0-overgang (met eropvolgende 0-toestand resp. 0-signaal) optreedt. Deze overgang dient als uitgangssignaal van de dekade en eventueel als „transportsignaal" naar de naast-hogere dekade. Gelijktijdig stelt zich – zoals reeds vermeld – de uitgangssituatie weer in.

De terugstelling van de dekade kan door bekrachtiging van de herstel-ingang (in fig. 9.1 met *reset* aangeduid) uit elke willekeurige stand in de uitgangstoestand worden verkregen. Verder bestaat de mogelijkheid om de op een bepaald ogenblik heersende toestand van een dekade als tellerstand via een daarvoor geschikte schakeling af te nemen en eventueel uit de oorspronkelijke 8-4-2-1-

kode in een andere kode om te zetten. In par. 9.6 staan bijzonderheden hierover vermeld, omdat ze voor diverse soorten schakelingen toepasbaar zijn. De maximale telsnelheid wordt bepaald door de kwaliteit van de flipflops en van de aangesloten schakelingen.

9.3. Heen-en-terugtellers

In principe is met 4 flipflops ook een ontwerp van een teller voor vooruit- en achteruittelling mogelijk. Dat de omvang van de schakeling automatisch groter is dan bij de telling in één richting, spreekt haast vanzelf. Er wordt op gewezen dat een heen-en-terugteller – of reversibele teller – aan de ingang niet alleen telimpulsen nodig heeft, maar bovendien een ingangssignaal dat over het vooruit- *of* het achteruittellen beslist. Deze *voortekenbepaling* vindt in een speciale schakeling plaats; details hierover worden in par. 9.6 gegeven.

De grotere omvang waarvan hierboven sprake was, kan nog worden onderverdeeld. Zo is het bijvoorbeeld mogelijk een reversibele teller (voor 1 dekade) met 4 flipflops en bijpassende extra ingangsschakelingen te bouwen, die asymmetrisch werkt. Hiermee wordt bedoeld dat in dit geval vooruit in de 8-4-2-1-kode wordt geteld en terug daarentegen in de geïnverteerde Aiken-kode (par. 3.3.2.2). Met slechts iets meer onderdelen – namelijk 1 NAND-schakeling meer – werkt de teller symmetrisch, d.w.z. vooruit *en* achteruit in de 8-4-2-1-kode.

Fig. 9.3 toont het funktieschakelschema van een symmetrische heen-en-terugteller (voor 1 dekade). De schakeling heeft gescheiden ingangen voor voorwaartse en achterwaartse telimpulsen. De voortekenbepaling – d.w.z. de beslissing *of* vooruit of achteruit geteld wordt – wordt met behulp van antivalente signalen verkregen. Voor de voorwaartse telling is aan de *voorbereidingsingang vooruit* een 1-signaal en aan de *voorbereidingsingang achteruit* een 0-signaal vereist. Voor achteruittelling geldt juist het tegenovergestelde, dus aan de *voorbereidingsingang achteruit* een 1-signaal en aan de *voorbereidingsingang vooruit* een 0-signaal. Hierdoor worden de overeenkomende telwegen wederzijds voorbereid resp. geblokkeerd. Omdat van een heen-en-terugteller sprake is, zijn ook twee uitgangen (resp. transportuitgangen) aanwezig, namelijk telkens één voor vooruit en één voor achteruit. Het is hiermee mogelijk om diverse dekaden tot een meerdekaden-teller te verenigen.

De werking van de heen-en-terugteller uit fig. 9.3 is in de verschillende afbeeldingen uit fig. 9.4 weergegeven. Fig. 9.4a toont de situatie bij de telling *vooruit* van 0 tot 9 en *terug* via 0 naar 9. Op overeenkomstige wijze toont fig. 9.4b de situatie bij de telling *heen* van 0 tot 6, aansluitend *terug* van 6 tot 3, weer *heen* van 3 tot 6 en tenslotte *terug* via 0 tot 9. In fig. 9.4c is dan nog de

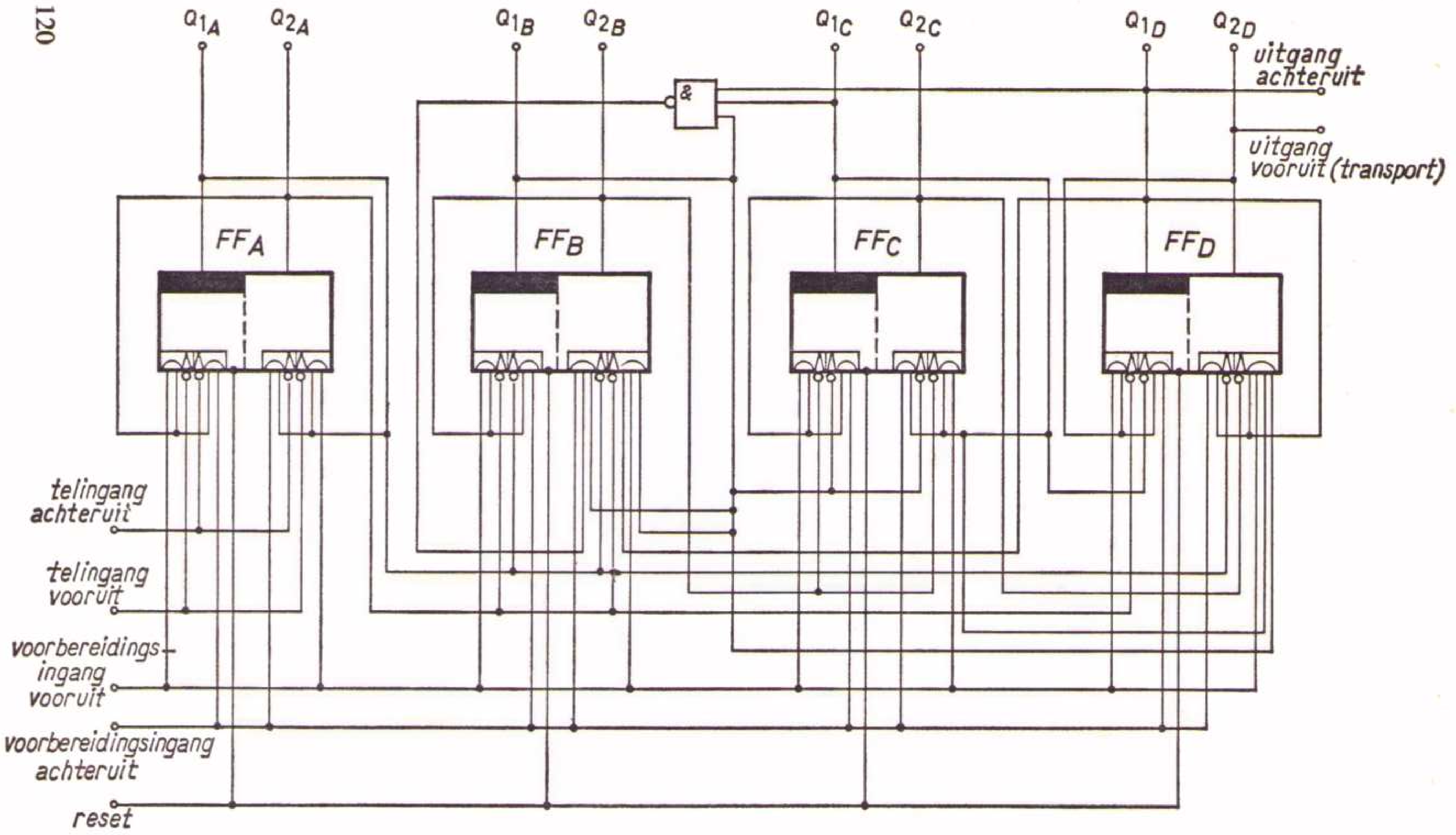


Fig. 9.3. Het funktieschema van een symmetrische heen-en-terugteller (voor 1 dekade); de telling geschiedt in de 8-4-2-1-kode.

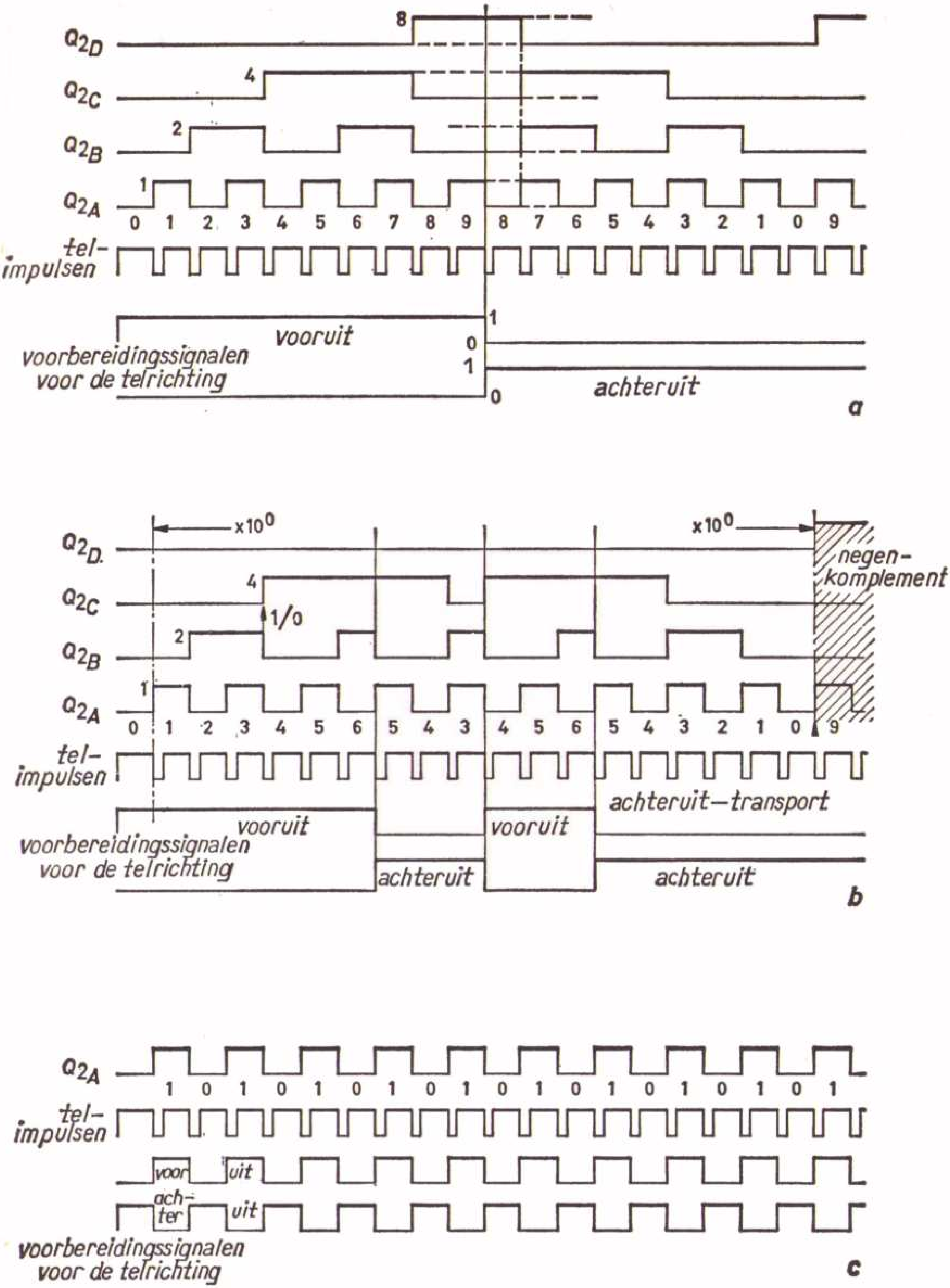


Fig. 9.4. De schakelcyclus behorende bij fig. 9.3; in principe komt het neer op de telling *voorwaarts* van 0 tot 9 en *terug* via 0 tot 9 (a); de telling *vooruit* van 0 tot 6, aansluitend *terug* van 6 naar 3, weer *vooruit* van 3 naar 6, en tenslotte *terug* via 0 naar 9 (b); als ook verder bij de afwisselende telling *vooruit* en weer *terug* van slechts een enkele plaats, d.w.z. van 0 tot 1, van 1 tot 0 enz. (c).

situatie bij afwisselende telling *heen* en *terug* over slechts een enkele stand, d.w.z van 0 tot 1, van 1 tot 0 enz. weergegeven. Evenals in de schakeling uit fig. 9.1 kan die uit fig. 9.3 door bekrachtiging van de terugstelingang (in fig. 9.3 met *reset* aangegeven) uit elke willekeurige stand in de uitgangstoestand worden gebracht. Bovendien bestaat ook hier de mogelijkheid om de op een bepaald ogenblik heersende toestand van de dekade als *tellerstand* via een daarvoor geschikte schakeling af te nemen en eventueel uit de oorspronkelijke 8-4-2-1-kode in een andere kode om te zetten. Bijzonderheden worden in par. 9.6 behandeld.

De schakeling van de heen-en-terugteller (voor 1 dekade) die in deze paragraaf is behandeld, stelt vanzelfsprekend slechts *één* voorbeeld voor. Met slechts weinig meer onderdelen zijn ook de schakelingen met 5 flipflops (voor 1 dekade) in gebruik, die als variaties op het schuifregister uit par. 9.4 kunnen worden gezien.

9.4. Schuifregisters

Schuifregisters bestaan uit een keten van flipflops, waarin in willekeurige volgorde 1- en 0-signalen vastgehouden en stapsgewijze verdergeschoven kunnen worden. Wegens deze eigenschap noemt men dit type schakelingen *schuifregisters*. De gewenste informatie (1 resp. 0) kan hetzij na elkaar in de eerste flipflop van een keten, hetzij eventueel in alle flipflops van een keten worden geplaatst. Met schuifimpulsen, die gelijk te stellen zijn aan de klokimpulsen bij synchrone sturing van flipflops (par. 8.1.3), wordt de informatie die in de afzonderlijke trappen aanwezig is, naar de naastliggende trap verdergeschoven. Vanzelfsprekend bestaat ook bij schuifregisters de mogelijkheid tot het terugstellen van alle trappen in de uitgangssituatie.

Fig. 9.5 toont het principe van een schuifregister in zijn meest eenvoudige vorm. Via de schrijfingangen S_{1A} en S_{2A} wordt de flipflop FF_A gestuurd. Soortgelijke ingangen zijn ook mogelijk bij de andere flipflops FF_B tot FF_N. Evenzo kan de informatie aan de uitgangen Q_{1N} resp. Q_{2N} of de overeenkomstige uitgangen aan de andere flipflops FF_A tot FF_M worden afgenomen. Het is niet nodig dat de uitgangen Q_{1N} en Q_{2N} van de flipflop FF_N naar de flipflop FF_A worden teruggeleid. In het voorbeeld dat in fig. 9.5 wordt getoond, is sprake van een ringteller, waarbij de informatie van de laatste trap FF_N weer naar de eerste trap FF_A wordt teruggevoerd. Ontbreekt deze terugkoppeling dan loopt het schuifregister leeg, indien geen nieuwe informatie wordt toegevoerd.

De schuifimpuls wordt naar de bijbehorende ingang C geleid. De schuifimpuls kan op ieder willekeurig moment plaatsvinden, nl. op dat moment waarop men de in het schuifregister geplaatste informatie wenst op te schuiven.

Het kan gewenst zijn om een bepaalde informatie gedurende een zekere tijd in een schuifregister op te slaan, om deze dan met een reeks schuifimpulsen voor een andere taak weer af te nemen. Daarom mogen schuifimpulsen niet met vaste klokimpulsen gelijk worden gesteld, hoewel de werking identiek is.

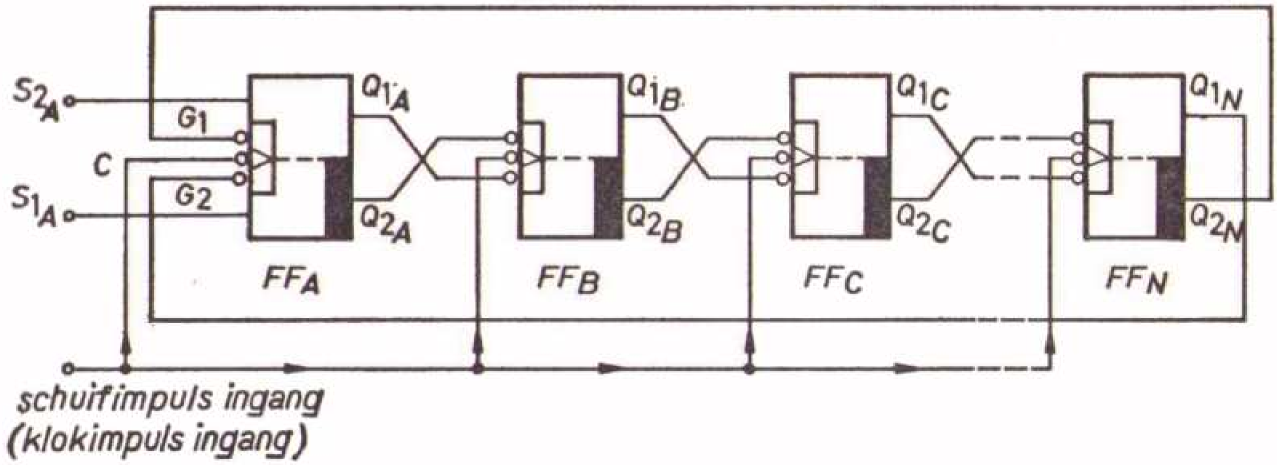


Fig. 9.5. Het funktieschema van een schuifregister in zijn eenvoudigste vorm; slechts verschuiving in één richting (*vooruit*) is mogelijk, waarbij de informatie van de laatste trap (FF_N) via terugkoppeling weer bij de eerste trap (FF_A) terecht komt (deze terugkoppeling kan ook ontbreken, indien zij ongewenst is).

Met het schuifregister dat in fig. 9.5 is afgebeeld, kan de informatie slechts in één richting worden verschoven, d.w.z. in de voorwaartse richting. Dit herinnert aan de éénrichtingteller, die in par. 9.2 is beschreven. Vanzelfsprekend is in analogie met de heen-en-terugteller uit par. 9.3 ook de heen-en-terugverschuiving bij een schuifregister te realiseren. Deze uitbreiding t.o.v. de schakeling uit fig. 9.5 is in fig. 9.6 weergegeven.

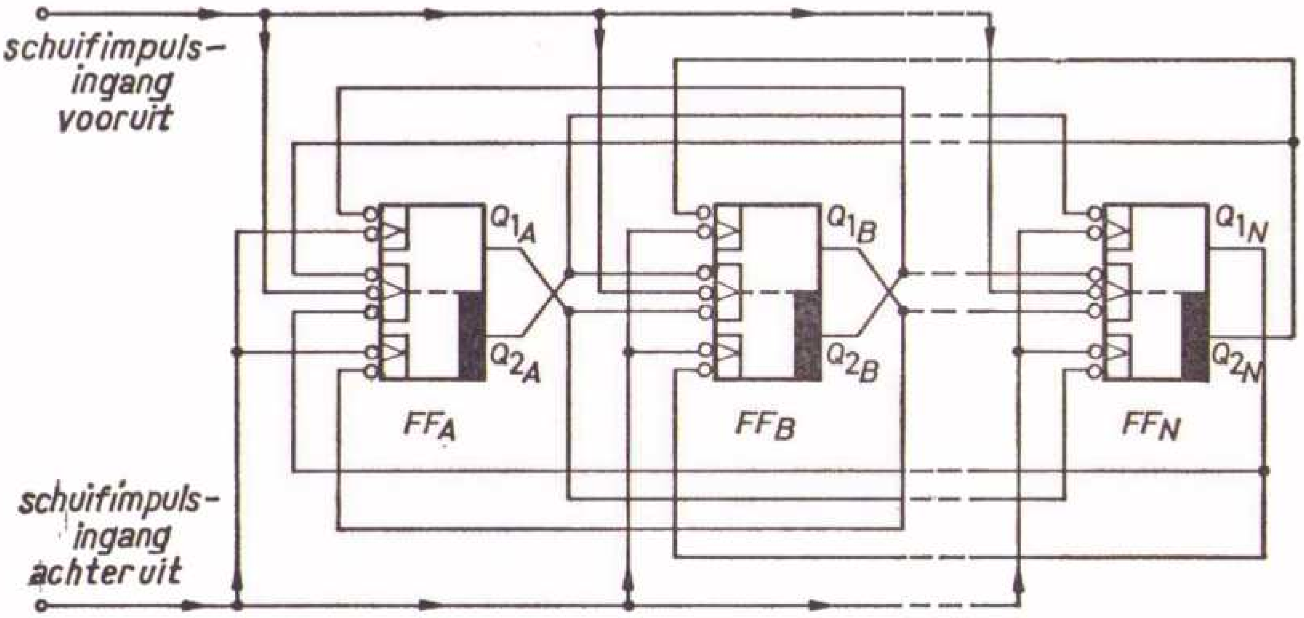


Fig. 9.6. Het funktieschema van een schuifregister dat t.o.v. de uitvoering uit fig. 9.5 is uitgebreid; hier is verschuiving in voorwaartse en in achterwaartse richting mogelijk.

Schuifregisters kunnen ook voor telschakelingen worden gebruikt. Hiervan geeft fig. 9.7 een indruk. De schakeling wordt gevormd door 5 flipflops waarvan

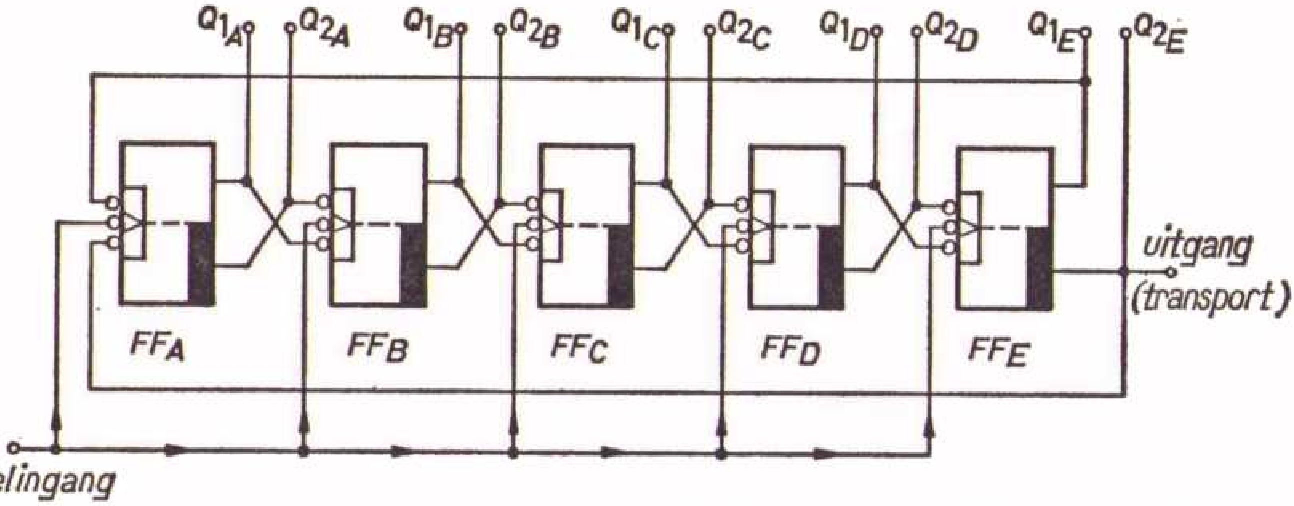


Fig. 9.7. Het funktieschema van een schuifregister uit 5 flipflops met gekruiste terugkoppeling als teldekade.

de onderlinge koppeling gekruist is. De verschuiving van de informatie binnen de dekade wordt nu door telimpulsen in plaats van schuifimpulsen verkregen. Deze informatie kan bij de uitgangen $Q_{1A} \ldots {}_{1E}$ en $Q_{2A} \ldots {}_{2E}$ van de flipflops FF_A tot FF_E worden afgenomen en in een andere kode worden omgezet. De toestanden van de 5 flipflops van de dekade die met de decimale cijfers 0 tot 9 overeenstemmen, staan in de onderstaande tabel.

decimaal cijfer	flipflop *A*	*B*	*C*	*D*	*E*
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	1	1	1	0	0
4	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1
7	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	1
9	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0

Ook deze schakeling kan reversibel worden gemaakt. De vorm die in fig. 9.7 wordt getoond, geldt slechts voor de verschuiving in één richting. *Verschuiving*

betekent namelijk bij gebruik als telschakeling *telrichting*. De schakeling uit fig. 9.7 is als gevolg hiervan een éénrichtingsteller (voor 1 dekade), die weer tot een heen-en-terugteller kan worden uitgebreid.

9.5. Ringtellers

Bij de beschouwing van de mogelijkheden van de impulstelling werd aan het einde van par. 9.1 reeds vermeld, dat een ander mogelijk ontwerp van een dekade wordt gevormd door voor elk van de 10 toestanden één flipflop te nemen, dus in totaal 10 flipflops. Wordt een schuifregister uitgevoerd in de vorm van een omloopregister met een cyclisch verschuivende 1-toestand, dan spreekt men van een *ringteller*. De bouw van een ringteller is weliswaar zeer overzichtelijk, maar een ringteller met 10 flipflops in één dekade is uiteraard kostbaar. Een indruk van zo'n ringteller geeft fig. 9.8. Dat deze schakeling

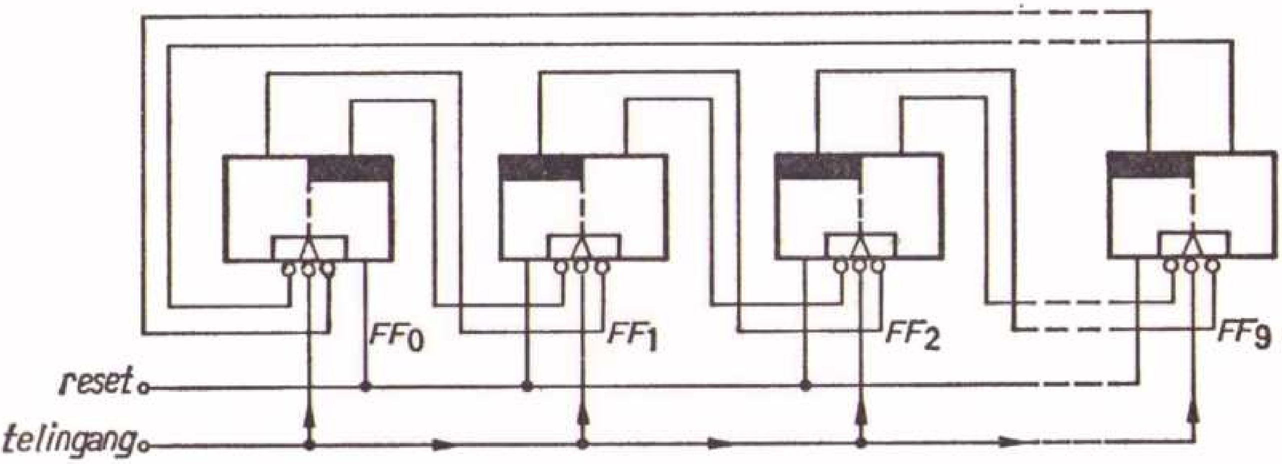


Fig. 9.8. Het funktieschema van een ringteller uit 10 flipflops (voor 1 dekade).

echter toch wordt toegepast, vindt zijn oorzaak in het feit dat de uitlezing zeer eenvoudig is. Immers een omzetting om met 10 verschillende signalen de cijfers 0 tot 9 weer te geven, is bij deze zgn. 1-uit-10-kode overbodig. Ook betekent de omzetting van deze 1-uit-10-kode in een andere kode nauwelijks een probleem. Verder is de triggering (voorinstelling) van een dergelijke telschakeling eenvoudiger dan van elke andere telschakeling en tenslotte is zo'n telschakeling niet tot 10 plaatsen beperkt. Ze kan naar wens worden uitgebreid of ingekort, door eenvoudigweg het aantal flipflops identiek te kiezen aan het getal tot waar men wenst te tellen.

9.6. Hulpfunkties bij telschakelingen

In verband met telschakelingen is een reeks hulpfunkties vereist. Gedeeltelijk maken ze rechtstreeks deel uit van de sturing van de telschakelingen, gedeeltelijk regelen ze het „verkeer" met telschakelingen. Het begint al bij de *terugstelling*

van een telschakeling of bij het *transport* naar een eropvolgend deel van de schakeling. Bij de heen-en-terugtellers moet steeds het *voorteken* worden bepaald, dat over de telrichting beslist. Van belang is ook de mogelijke *koïncidentie* van ingangs-(tel-)impulsen, die tot verkeerde resultaten zouden kunnen leiden. Voor een reeks van toepassingen is de *voorinstelling* van telschakelingen vereist om na een vooraf bepaald telresultaat over een signaal te kunnen beschikken. Tenslotte mag de registratie van tellerstanden of telresultaten niet worden vergeten, waarbij ook regeldrukkers aangesloten kunnen zijn. In al deze gevallen moeten hulpfunkties worden ingezet welke in de nu volgende paragrafen worden behandeld.

9.6.1. De terugstelling

De terugstelling van telschakelingen is praktisch altijd vereist. Enerzijds is dit na het inschakelen van een schakelcircuit nodig. Anderzijds komt het vaak gedurende normaal bedrijf voor dat telschakelingen vanuit een bepaalde stand moeten worden teruggesteld. De terugstelling kan met behulp van impulsen worden verwezenlijkt, die op hun beurt afkomstig kunnen zijn van een of andere schakeling, van relaiskontakten, of van drukknoppen.

De terugstelling van een soms groot aantal flipflops moet absoluut betrouwbaar zijn. Omdat bij de sturing van transistors of van geïntegreerde schakelingen – waarbij veldeffekttransistors buiten beschouwing blijven – vaak grote energieën optreden, kan het ontwerp van de bijbehorende terugschakeling tot moeilijkheden leiden.

Er bestaan zeer vele manieren die tot de terugstelling van flipflops leiden. Een oplossing van de terugstelling kan bijvoorbeeld een inverter vormen, die voor een diskriminator (Schmitt-trigger) wordt geschakeld. Schakelontwerpen worden gewoonlijk bij de levering van flipflops in de vorm van bouwstenen of geïntegreerde schakelingen ter beschikking gesteld. Deze ontwerpen zijn dan speciaal voor de betreffende flipflops aangepast.

9.6.2. Het transport

Het transport van een dekade naar de eerstvolgende vindt op de eenvoudigste wijze plaats in de vorm van een uitgangsimpuls van de ene dekade, waardoor dan de eerstvolgende dekade een positie wordt verdergeschakeld. Dit geldt echter slechts voor éénrichtingstellers (par. 9.2). Bij heen-en-terugtellers is de situatie iets gekompliceerder (par. 9.3). Hier worden namelijk twee uitgangsimpulsen afgegeven, omdat immers vooruit *en* achteruit kan worden geteld. Hiervoor is een transporttrap tussen twee op elkaar volgende dekades vereist. Deze zorgt ervoor, dat de volgende dekade – afhankelijk van de uitgangsimpuls

van de voorafgaande dekade – hetzij vooruit- hetzij teruggeschakeld wordt. Dit wordt dus door het voorteken (par. 9.6.3) bepaald en in overeenstemming hiermee wordt bij de volgende dekade de beslissing tussen vooruit- of achteruittellen genomen. Hier komt nog bij dat bij koïncidentie van telimpulsen (par. 9.6.4) een koïncidentiekompensatie moet plaatsvinden.

Een indruk van een praktische transporttrap met inbegrip van koïncidentiekompensatie, voortekenbepaling en telrichtingsomschakeling wordt in fig. 9.9 gegeven.

9.6.3. De voortekenbepaling

Negatieve getallen vereisen achteruittellen, terwijl positieve getallen vooruittellen vereisen. Beide telrichtingen kunnen slechts met heen-en-terugtellers (par. 9.3) worden verwezenlijkt. Daarbij is een omschakeling van de telrichting nodig. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling is in fig. 9.9 opgenomen. Voor de uitvoering van de schakeling zijn een voorteken-flipflop en twee verbindingsnetwerken aanwezig, waarvan steeds één voor het vooruit- resp. achteruittellen dient. De voorteken-flipflop wordt bij terugstelling van de teldekade voorbereid via een EN-poort, waarvan de ingangen met de teldekade zijn verbonden.

Voor de vooruittelling wordt de uitgang Q_1 van de voortekenflipflop in de 1-toestand gebracht. Evenzo wordt voor achteruittelling de uitgang Q_2 van de voorteken-flipflop in de 1-toestand gebracht.

9.6.4. Koïncidentie van telimpulsen

De vooruit- en achteruittelimpulsen komen over de tijd gezien op willekeurige afstanden binnen en kunnen elkaar daarom ook overlappen. Om de vereiste minimumafstand tussen de telimpulsen te kunnen herstellen, is een schakeling voor koïncidentiekompensatie (ook antikoïncidentieschakeling genoemd) nodig. Een voorbeeld van een dergelijke schakeling is eveneens in fig. 9.9 opgenomen.

De binnenkomende vooruit- en achteruit-telimpulsen worden in diskriminatoren (Schmitt-triggers) gevormd, geïnverteerd en in flipflops opgeslagen. De klokimpulsen die van een klokimpulsgenerator komen, maken het doorgeven van de telimpulsen na de koïncidentiekompensatie vrij voor de voortekenbepaling en voor het omschakelen van de telrichting.

9.6.5. De instelbare tellers

Bij digitale besturing is het vaak noodzakelijk om bij vooraf bepaalde tellerstanden een signaal ter beschikking te hebben, waarmee een of andere opdracht kan worden uitgevoerd. Bij ringtellers (par. 9.5) kan men dit bereiken door de

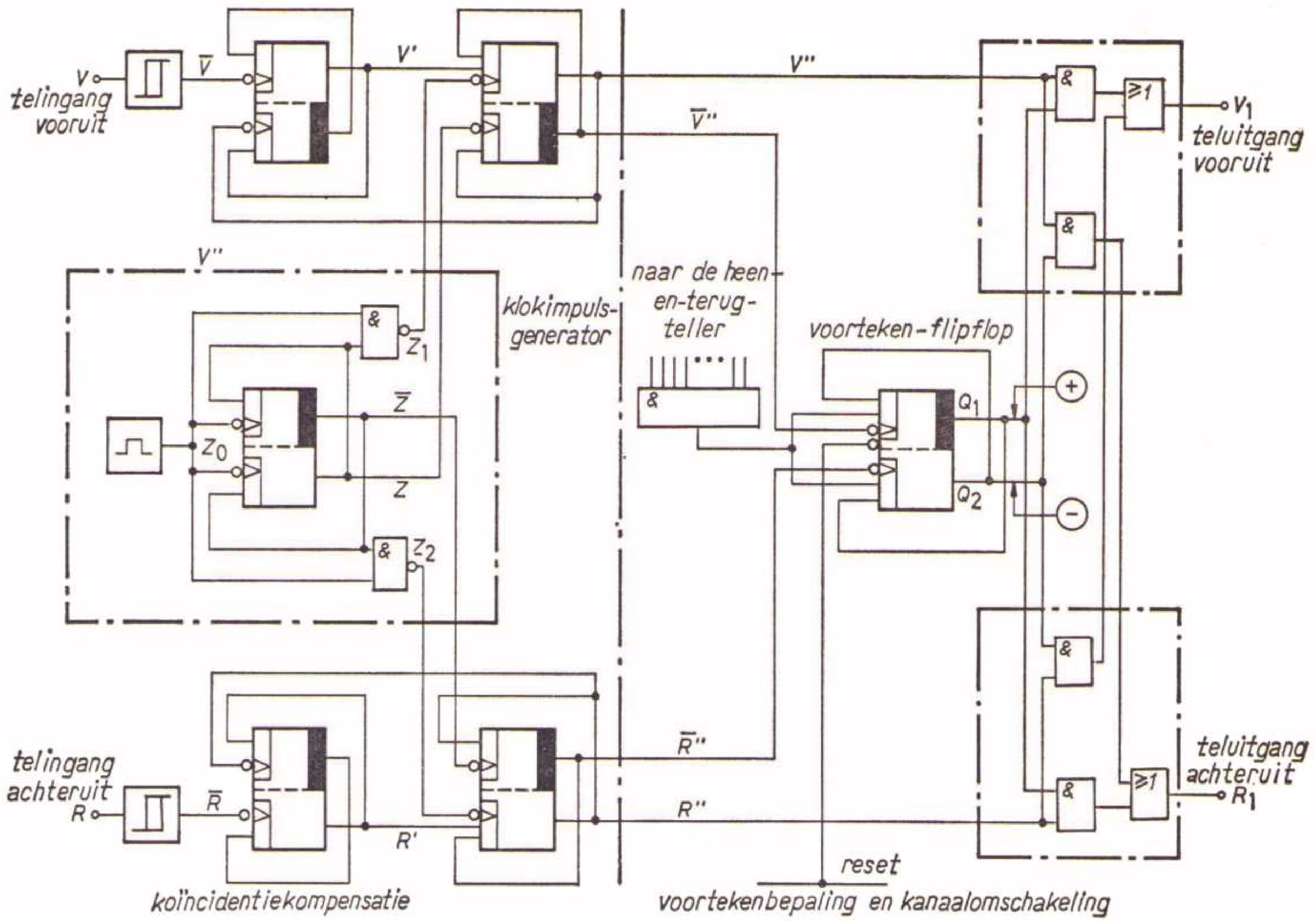


Fig. 9.9. Het funktieschema van een transporttrap voor vooruit- en achteruittellen met inbegrip van koïncidentiekorrektie, voortekenbepaling en telrichtingsomschakeling; de beschrijving wordt gegeven in de paragrafen 9.6.3 en 9.6.4.

telomvang te begrenzen, via de afschakeling van teltrappen. Bij andere teldekades zou men door passende terugkoppelingen het voortijdig bereiken van een bepaalde toestand kunnen verkrijgen. Dit zijn echter geen erg elegante oplossingen. Een veel betere manier is de volgende: Met behulp van één of meer schakelaars – en liefst met tien-standenschakelaars – wordt van te voren het getal ingesteld, waarbij men een signaal ter beschikking wil hebben, indien de teller dit getal heeft bereikt. Met behulp van deze schakelaars wordt een dekodeerschakeling ingesteld, die meestal bestaat uit diodematrices, opgebouwd uit een reeks EN-poorten.

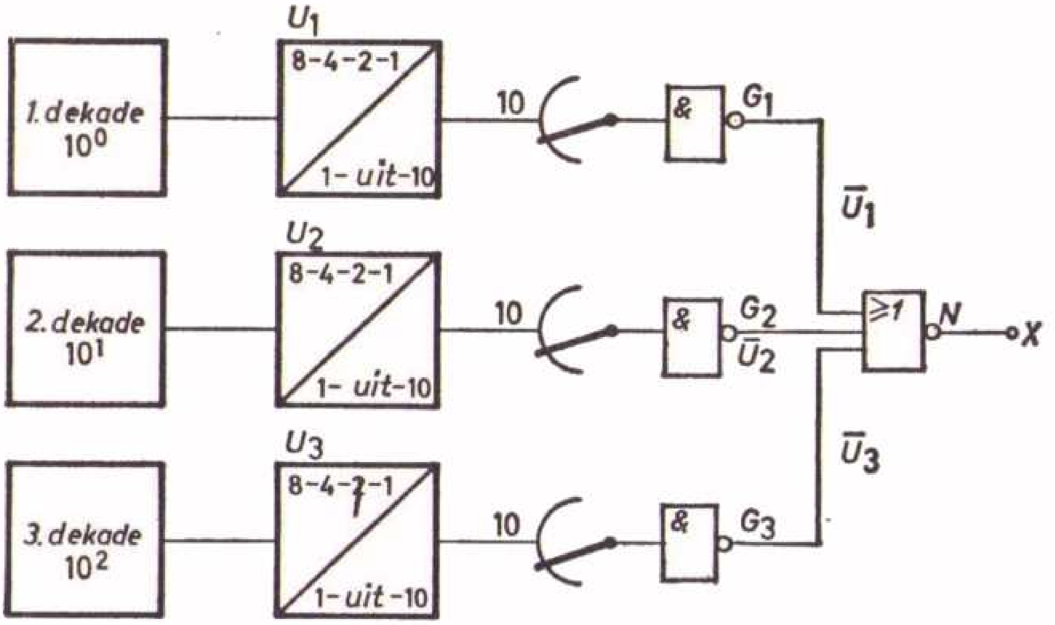


Fig. 9.10. De schematische voorstelling van een instelbare teller voor 3 dekaden; uit belastingsredenen kunnen de omkoderingsschakelingen $U_1 \ldots U_3$ niet direkt met een EN-poort worden verbonden, waardoor allereerst de NIET-schakelingen $G_1 \ldots G_3$ tussengeschakeld zijn en waarvan de uitgangen met een NOR-schakeling zijn verbonden – daarmee vervallen de belastingsproblemen bij de schakelalgebraïsch identieke oplossing.

Om dit te verduidelijken wordt een voorbeeld gegeven. Een telschakeling omvat 3 dekades, zoals in fig. 9.10 is weergegeven. Elk van deze dekades werkt in de 8-4-2-1-kode. Dit is een 4-bit-kode, waarbij elk bit 1 of 0 kan zijn. Met een diodematrix kan een omzetting in de 1-uit-10-kode plaats hebben. Van de 10 bits is slechts één bit 1, de resterende 9 bit zijn 0. Vandaar stamt ook de aanduiding 1-uit-10-kode. Het is dan niet moeilijk om met behulp van een 10-standen-schakelaar het decimale cijfer uit te kiezen, dat voor het verkrijgen van een gewenst signaal moet dienen. Bij 3 dekades is een dergelijke schakeling dus driemaal aanwezig. De uitgangen van deze 3 schakelingen worden daarna in een EN-poort samengeschakeld om inderdaad bij het bereiken van het uit drie cijfers bestaande getal, dat met behulp van deze *voorinstelling* is *uitgekozen*, een uitgangssignaal te verkrijgen. In de praktijk ligt de situatie echter iets

anders. Men mag er niet van uitgaan dat de 3 dekodeerschakelingen $U_1 \ldots U_3$ in een EN-poort tot $U_1 \wedge U_2 \wedge U_3 = X$ worden gekombineerd, omdat dit om belastingsredenen niet toelaatbaar is. Daarom is in de schakeling uit fig. 9.10 achter de 3 dekodeerschakelingen $U_1 \ldots U_3$ telkens een inverter $G_1 \ldots G_3$ opgenomen. De uitgangen van de inverters zijn vanzelfsprekend niet naar een EN-poort, maar naar een NOR-schakeling N geleid. Het zou ook een OF-poort kunnen zijn, ware het niet dat dan weer belastingsproblemen ontstaan. De geïnverteerde uitgangssignalen $\overline{U}_1 \ldots \overline{U}_3$ worden dus tot $\overline{U}_1 \overline{\vee} \overline{U}_2 \overline{\vee} \overline{U}_3 = X$ gevormd. Bij het bereiken van de voorafingestelde tellerstand wordt dan $X = 1$. Het is mogelijk om diverse van deze dekodeerschakelingen met één teller te verbinden. Op deze wijze ontstaat een meervoudige instelbare teller, waarmee een uitgebreid programma kan worden verwezenlijkt.

9.6.6. Indikatie-apparatuur voor tellers

Hoewel de eenvoudigste wijze om optische schakeltoestanden weer te geven, het gebruik van gloeilampjes of indikatielampjes is, worden ze tegenwoordig hoogstens nog in die gevallen gebruikt waarin bijvoorbeeld uitspraken als „ja" of „neen" voorkomen. Bij teldekades is dit niet duidelijk.

Voor het aangeven van dekades worden tegenwoordig cijferindikatorbuizen toegepast. De standaard-uitvoeringen van deze indikatorbuizen dragen op de buiswand een roodachtig kleurfilter om een kontrastverbetering te verkrijgen. Uitvoeringtypen zonder dit filter zijn bestemd voor toepassingen waarbij voor diverse indikatorbuizen een gemeenschappelijk, gescheiden filter wordt gebruikt. De *katodes* die naar het voorbeeld van de voor te stellen cijfers of tekens zijn gevormd, zijn achter een netvormige *anode* geplaatst. Door het aanleggen van de vereiste spanning aan de anode en een uitgekozen katode wordt het weer te geven cijfer of teken verlicht.

Een principeschakeling voor de sturing van cijferindikatorbuizen met behulp van NPN-transistors BSX 21 toont fig. 9.11. De transistors zijn in serie met de katodes van de indikatorbuis opgenomen en schakelen de glimontlading in en uit. De sturing vindt plaats door digitale schakelingen, bijvoorbeeld door een teller via een dekodeerschakeling (diodematrix). Met behulp van de voorspanning U_V (bijv. 110 V) en de weerstanden in de kollektorketen van de stuurtransistors wordt verhinderd dat de kollektorlekstromen van de gesperde transistors via de niet-ingeschakelde katodes van de indicatorbuis vloeien. Worden de voorspanning U_V en de weerstanden R_C weggelaten, dan kan dit een verminderde kwaliteit tot gevolg hebben. De weerstandswaarde van R_C wordt zó gekozen, dat bij minimale voorspanning en minimale lekstroom van de transistor een kollektor-emissorspanning $U_{CE} \geqslant 80$ V blijft gewaar-

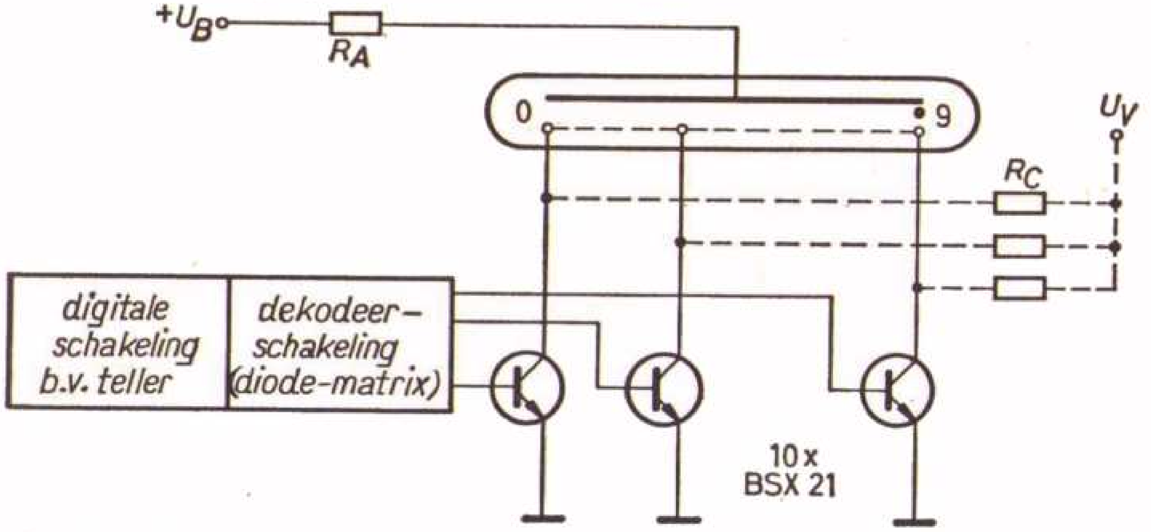


Fig. 9.11. De principeschakeling voor de sturing van cijfer-indikatorbuizen met behulp van NPN-transistors BSX 21.

borgd. Om de toleranties van de brandstroom van de indikatorbuizen in rekening te brengen en ook de voedingsspanning $+U_B$ zo veel mogelijk ongestabiliseerd te kunnen laten, wordt parallelvoeding voor de voorspanning U_V (eventueel gestabiliseerd) aanbevolen.

9.6.7. Registrering van tellerstanden

De registrering van tellerstanden geschiedt tegenwoordig via digitale drukkers in de meest uiteenlopende uitvoeringen. Het zou te ver voeren indien op deze plaats digitale drukkers worden beschreven. Er kan worden volstaan met er op te wijzen dat de afname van de te registreren tellerstanden via dezelfde om- en dekodeerschakelingen geschiedt, als bij de voorinstelling resp. de indikatie van tellerstanden worden gebruikt. Met de signalen die door de dekodering in de 1-uit-10-kode worden verkregen, kan men dan digitale drukkers sturen. De vermogens die voor het bekrachtigen van de drukapparaten zijn vereist, kunnen óf van buitenaf worden toegevoerd, óf door versterking van de stuursignalen in de schakeling van de digitale drukker.

10. Waarnemen

In de voorgaande hoofdstukken is behandeld hoe met halfgeleiders informatie logisch kan worden verwerkt. De basis voor deze logische verwerking wordt gevormd door de EN-, de OF- en de NIET-funktie. Tevens is uiteengezet, hoe met halfgeleiders krachtige uitgangssignalen kunnen worden verkregen. De basis hiervan is de relaiswerking.

Om echter informatie te kunnen verwerken en op grond hiervan uitgangssignalen te kunnen geven, moet eerst informatie kunnen worden ingewonnen. Dit noemt men gewoonlijk: „meten". Dit meten bestaat uit twee hoofdbestanddelen:

1. Het omzetten van een fysische grootheid in een elektrisch signaal.
2. Het aanpassen van dit signaal aan de logische schakeling.

Dit laatste is noodzakelijk, daar immers slechts met twee spanningsniveaus wordt gewerkt, waaraan de cijfers 0 en 1 zijn toegevoegd. Het elektrische signaal dat bij de meting ontstaat, zal heel vaak van een andere orde van grootte zijn, zodat aanpassing noodzakelijk is. Dit is behandeld in par. 6.4.

10.1. Opnemers

Daar dit boek niet is bedoeld om metingen te beschrijven, zou hiermede kunnen worden volstaan. Er zijn echter enkele typische voorbeelden, die buitengewoon goed aansluiten op digitale apparaten voor industriële toepassingen, uitgerust met halfgeleiders, zodat het toch nuttig is hierover nog iets mede te delen.

Waaruit kan een meting bestaan?

Een meting bestaat in dit verband uit een omzetter, die in staat is een of andere grootheid in een elektrisch signaal om te zetten, dat op zijn beurt een maat voor die te meten grootheid is. Dit noemt men een „sensor". Hiertoe lenen zich een aantal fysische effekten.

Voorbeelden zijn:

1. Het thermokoppel, waarbij warmte-energie in elektrische energie wordt omgezet (thermo-elektrisch effekt).

2. Drukvariaties kunnen met behulp van een piëzo-elektrisch kristal in een elektrisch signaal worden omgezet (piëzo-elektrisch effekt).
3. Lichtenergie kan met foto-elementen in een elektrisch signaal worden omgezet (foto-elektrisch effekt).
4. De pH van een vloeistof kan worden gemeten, daar deze grootheid de geleidbaarheid beïnvloedt.
5. Zeer kleine verplaatsingen kunnen bijv. met een differentiaaltransformator worden gekonstateerd (elektromagnetische induktie) enz.

10.2. Waarnemen van objekten

In veel industrieën speelt het waarnemen van voorwerpen een grote rol, waaronder tevens begrepen is het afleiden van een signaal van een draaiende as, bijv. met behulp van een nokkenschijf.

Hiertoe staan diverse wegen open:

10.2.1. Kontaktmeting

Van de elektrische geleiding kan op vele manieren gebruik worden gemaakt.

Een groot assortiment schakelaars is in de handel voor zeer veel uiteenlopende toepassingen, zoals mikroschakelaars, eindschakelaars en kontakten die magnetisch gesloten kunnen worden, zodat geen mechanisch kontakt vereist is. De elektrische kontakten kunnen in dat geval van de lucht worden afgesloten. Ook kunnen de waar te nemen voorwerpen soms zelf die elektrische geleiding bewerkstelligen.

Aan elektrische kontakten zijn echter ook nadelen verbonden.

Ten eerste is een zekere kontaktdruk noodzakelijk, zodat het veelal moeilijk is een kontakt te sluiten indien zeer kleine en lichte voorwerpen moeten worden waargenomen.

Ten tweede is het aantal keren dat een kontakt per tijdseenheid kan worden gesloten en geopend, beperkt. Daarom zijn een aantal waarnemingssystemen ontwikkeld, die deze nadelen niet hebben en bovendien een zeer lange levensduur bezitten.

10.2.2. Licht/donker-waarnemingen

Met behulp van fotogevoelige elementen kunnen voorwerpen worden waargenomen, zonder dat mechanische aanraking noodzakelijk is. Deze methode wordt dan ook veelvuldig toegepast. Toch heeft ook deze methode bezwaren.

Ten eerste is steeds een verlichtingsbron noodzakelijk, die dikwijls een beperkte levensduur heeft, vooral als deze bloot staat aan schokken en trillingen. Dit kan men veelal ondervangen door van een PN-lichtbron gebruik te maken.

Dit is een halfgeleiderelement dat direkt elektrische energie in zichtbaar licht omzet.

Ten tweede kan vervuiling storingen veroorzaken.

Ten derde is het zonder kunstgrepen zeer moeilijk om doorzichtige voorwerpen te signaleren (glas). Vals licht is eveneens een bron van moeilijkheden. Dit probleem kan eveneens met een PN-lichtbron worden omzeild. PN-lichtbronnen kunnen nl. met een hoge frequentie worden in- en uitgeschakeld, daar zij t.o.v. conventionele lichtbronnen als traagheidsloos kunnen worden beschouwd. Door de fotogevoelige opnemer te laten volgen door een op deze frequentie afgestemd filter wordt de schakeling selektief voor de PN-lichtbron.

10.2.3. Elektromagnetische waarnemingen

Een methode die vooral zeer geschikt is om omwentelingen van snel draaiende assen waar te nemen, is de zgn. elektromagnetische impulsgever. Deze bestaat uit twee spoeltjes, die door middel van een luchtspleet van elkaar zijn gescheiden. Een kleine transistorschakeling zorgt ervoor, dat een oscillatie plaatsvindt, zolang zich geen geleidend voorwerp in de spleet bevindt. Is dit wel het geval, dan wordt de oscillatie zodanig gedempt, dat deze geheel ophoudt.

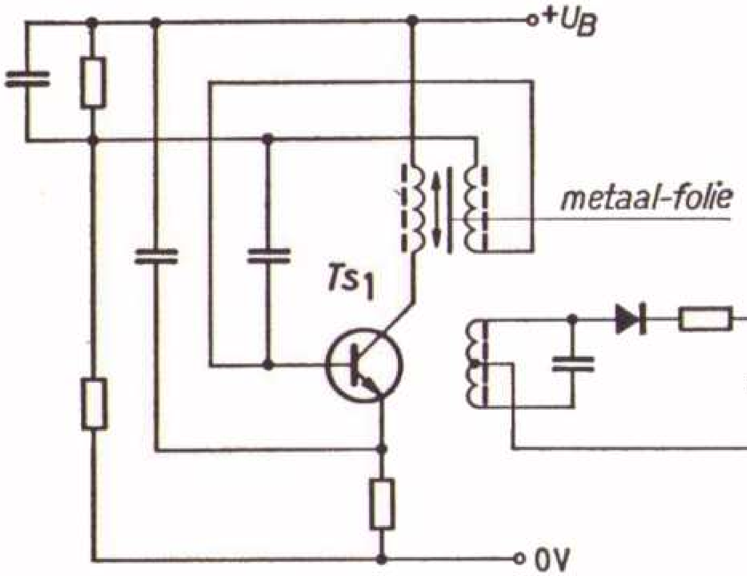


Fig. 10.1. De principeschakeling van een induktieve naderingsschakelaar VSO.

Dit signaal kan na gelijkrichting door een diskriminatorschakeling aan het logische systeem (bijv. een teller) worden toegevoerd. Door de gehele schakeling in te gieten, kan een robuuste opstelling worden verkregen, die bestand is tegen schokken en trillingen en niet kan vervuilen of kan worden aangetast.

Mechanische slijtage kan niet optreden, zodat de levensduur praktisch onbeperkt is, ongeacht het aantal impulsen per minuut. Een nadeel is natuurlijk,

dat uitsluitend geleidende voorwerpen kunnen worden gesignaleerd. Ook dit soort opnemers is in de handel verkrijgbaar.

10.2.4. Ultrasonore waarnemingen

Tot slot volgt hier nog een methode die zeer geschikt is om doorzichtige voorwerpen waar te nemen. Dit is de ultrasonore zender met opnemer. Een piëzo-elektrisch kristal wordt in een oscillatieschakeling opgenomen, zodat deze ultrasonore trillingen gaat uitzenden van een zeer nauwkeurig vastgelegde frequentie (bijv. 40 kHz). Deze treffen eenzelfde kristal, dat op zijn beurt in trilling komt. Door middel van het piëzo-elektrisch effekt wordt deze mechanische trilling in een elektrisch signaal met dezelfde frequentie omgezet. Indien een voorwerp de geluidsgolven onderbreekt of verzwakt, kan dit met een diskriminatorschakeling worden waargenomen. Door reflektie is het ook mogelijk hierop niveaumeting te baseren.

Vele sensoren zijn op de markt verkrijgbaar. Firma's die bouwstenen in de handel brengen, hebben veelal sensoren ontwikkeld die aan deze bouwstenen zijn aangepast.

10.3. Analoog-digitaal-omzetters

Aangezien niet alle fysische grootheden die men wil meten en daarna digitaal verder verwerken in een digitale schakeling bijv. een computer, zich voor een natuurlijke kwantificering lenen, zijn er schakelingen ontwikkeld die een continu variabele spanning of stroom omzetten in digitale signalen. Dit is o.a. het geval bij de meting van spanning, stroom, druk, temperatuur, lichtintensiteit, enz. Deze schakelingen noemt men „analoog-digitaal-omzetters". Om hierin wat meer helderheid te brengen, worden twee vaak voorkomende principes verklaard en wel de *weegmethode* en de *telmethode*.

De weegmethode is ontleend aan de klassieke balans. Bij een balans hangt aan één zijde van een hefboom de gewichtenschaal en aan de andere zijde de belastingschaal. Moet de massa, die zich in de belastingschaal bevindt, worden vastgesteld, dan wordt de gewichtenschaal langzaamaan met gewichten gevuld. Nadert men de evenwichtstoestand, dan worden steeds kleinere gewichten gebruikt. Tenslotte komt men zo ver dat de massa van alle gewichten tesamen groter is dan de massa op de belastingschaal. Dan worden er enkele gewichten uitgewisseld, tot uiteindelijk de evenwichtstoestand is bereikt. Bij een weegproces hangt het deels af van de ervaring en deels van het geluk van de weger, hoe vaak de evenwichtsstand wordt gepasseerd.

Fig. 10.2 toont de situatie bij een meetstroom I_M (te vergelijken met de te wegen massa) en een *gekwantificeerde* referentiestroom $-I_R$ (te vergelijken

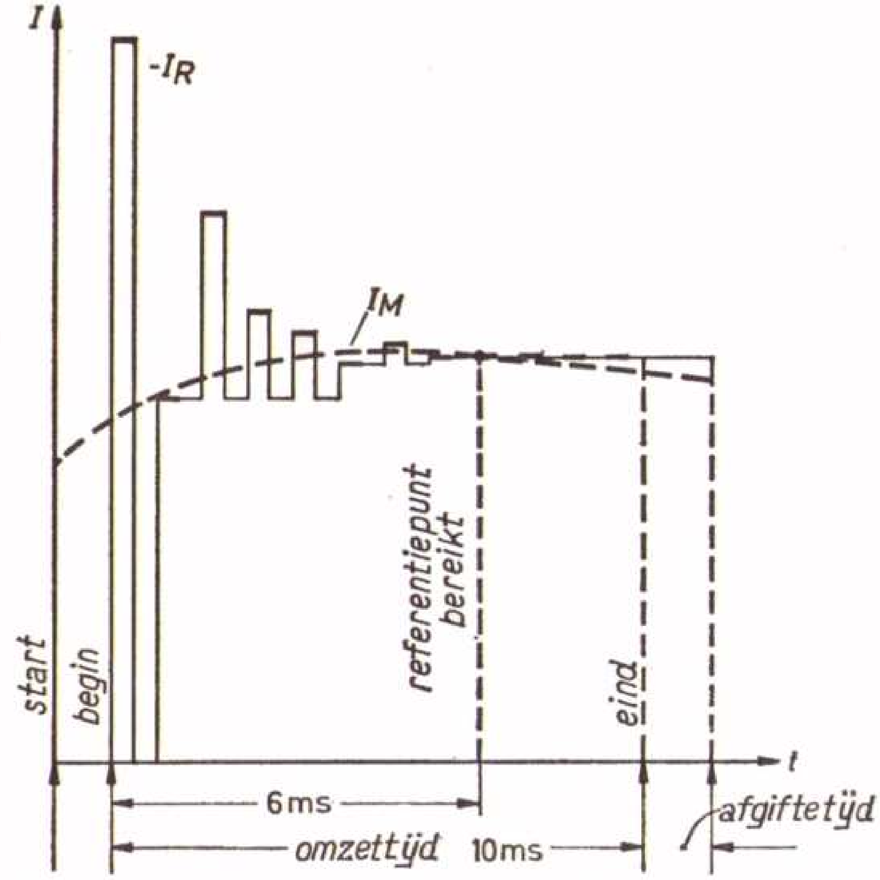


Fig. 10.2. Het principe van de anoloog-digitaal-omzetting volgens de weegmethode.

met de gewichten). De stappen waarin de referentiestroom wordt op- en afgeschakeld, worden bij het naderen en passeren van de „evenwichtstoestand" steeds kleiner. Daar de meetgrootheid I_M van dynamische aard is, levert de analoog-digitaal-omzetter een digitale waarde, die op een bepaald moment gedurende de omzettingstijd door afronden wordt bepaald. Daarom mag gedurende de omzettingstijd de meetgrootheid ten hoogste binnen de vereiste toleranties variëren. Daar de stapjes van de referentiestroom in zekere zin „digitale gewichten" zijn, levert de analoog-digitaal-omzetter een digitale uitgangsgrootheid, die een digitaal equivalent van de analoge meetgrootheid voorstelt.

De telmethode kan ook met een weegproces worden vergeleken. Echter baseert men zich dan niet op onderling verschillende gewichten, maar op een zeer groot aantal gewichten van de kleinst voorkomende weegeenheid (massa). Er worden dan voortdurend gewichten geteld die aan de gewichtenschaal worden toegevoegd, tot de evenwichtstoestand wordt bereikt. De weegfout bedraagt in beide gevallen maximaal 1 eenheid van massa.

Fig. 10.3 toont de situatie bij een meetstroom I_M (te vergelijken met de te wegen massa) en een (in zeer vele kleine eenheden) gekwantificeerde referentiestroom I_R (te vergelijken met de vele kleine gewichten). Het aantal stapjes,

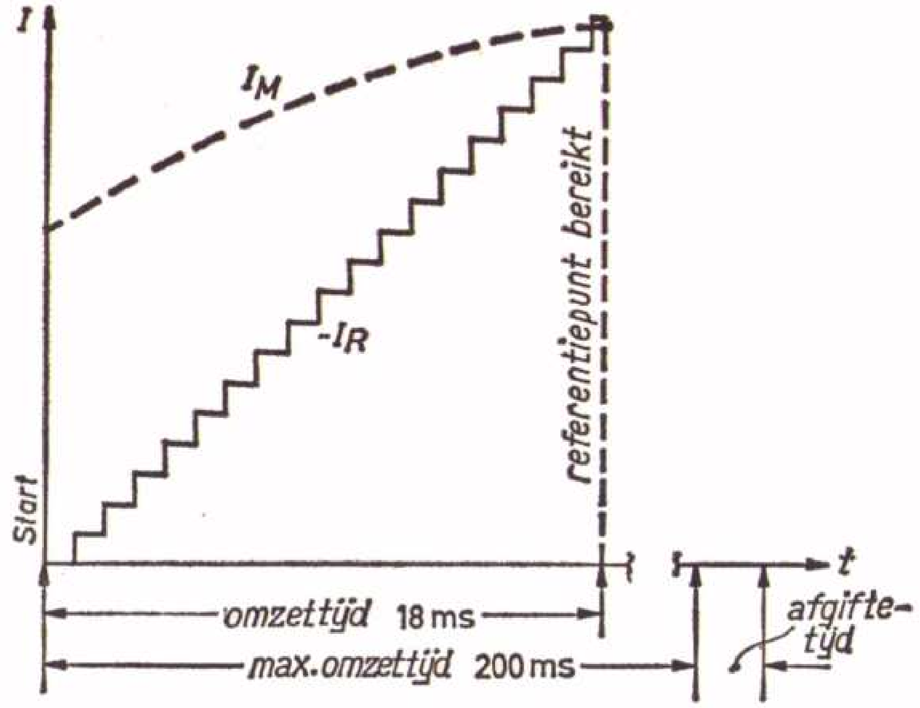


Fig. 10.3. Het principe van de analoog-digitaal-omzetting volgens de telmethode.

nodig om de referentiestroom op te bouwen, wordt geteld. Ook in dit geval levert de analoog-digitaal-omzetter een digitale uitgangsgrootheid, die een digitaal equivalent is van de analoge meetgrootheid. Ten aanzien van het dynamische karakter van I_M blijft bij deze methode hetzelfde gelden als bij de vorige methode. Bij het bereiken van de evenwichtstoestand is ook de omzettingstijd voorbij. De tijdsduur van een meting wordt dus door het aantal stapjes bepaald.

11. Praktische wenken voor logische schakelingen

De toepassing van logische schakelingen bestaat niet alleen uit het samenstellen van basisschakelingen, resp. bouwelementen tot meer of minder volledige schakelingen. Er bestaan ook problemen die in eerste instantie misschien niet belangrijk schijnen. Laten we deze achterwege, dan kunnen in een later stadium de gevolgen ernstig zijn. Daarom worden in het navolgende enkele praktische wenken gegeven, die voor het gebruik van logische schakelingen in de industrie van groot belang zijn gebleken. Een schakeling die op het laboratorium bevredigend werkte, blijkt in minder gunstige omstandigheden vaak niet steeds bedrijfszeker te zijn. De meerdere kosten en moeiten, die in het begin misschien als overbodig worden beschouwd, zijn dikwijls gering t.o.v. de latere kosten bij halfslachtige oplossingen.

11.1. Storingsbronnen en stoorsignalen

De ervaring heeft geleerd dat in veel gevallen bijzondere aandacht dient te worden besteed aan het probleem van de storingen. Hiermee wordt niet het defekt raken van de apparaten bedoeld, doch het niet goed funktioneren tengevolge van stoorsignalen uit de omgeving. Hierover wordt in het algemeen weinig in de literatuur en in de meeste katalogi vermeld. Bij herhaling is echter gebleken dat hieraan reeds bij het ontwerp uitvoerig aandacht dient te worden geschonken, omdat hierdoor reeds veel onnodige moeilijkheden kunnen worden voorkomen. Het spreekt haast vanzelf dat in laboratoria, rekencentra en goed geconditioneerde meetruimten deze moeilijkheden aanzienlijk geringer zijn dan in een fabriek. De stoorsignalen ontstaan voornamelijk door induktieve belastingen, vooral bij het in- en uitschakelen van elektromotoren, magneetschakelaars, transformatoren, lasapparatuur, hoogfrequentverhittingsapparatuur, „TL"-buizen, enz.

De stoorsignalen kunnen de logische schakelingen langs de volgende wegen bereiken:

a. via het voedingsnet;
b. via induktie op de laagspanningsvoedingsleidingen;

c. via induktie op de meet- resp. signaalleidingen;
d. via de aard- resp. massaleidingen.

Het meest gevoelig voor deze signalen zijn:

a. meetsignalen, vooral als de spanningen hiervan klein zijn;
b. alle geheugenschakelingen, zoals flipflops en monostabiele multivibratoren.

11.1.1. Stoorsignalen uit het net

In fabrieken treden twee soorten van netspanningsfluktuaties op, nl.:

a. fluktuaties, die uitsluitend lage frequenties bevatten, zoals bijvoorbeeld afwijkingen van de nominale waarde van de netspanning gedurende enige seconden;
b. fluktuaties die hoge frequenties (100 kHz of hoger) bevatten, en gewoonlijk het karakter van een impuls dragen; zij zijn gesuperponeerd op de frequentie van de netspanning.

Ten aanzien van a kan worden opgemerkt dat de gevolgen ervan eenvoudig te bestrijden zijn door de gelijkspanning, die dient om de schakeling te voeden, met behulp van *zenerdiodes* te stabiliseren. Dit is alleen al daarom noodzakelijk, omdat de netspanning gemakkelijk 10% van de nominale waarde kan afwijken. Door deze stabilisatie wordt tevens bereikt dat de voedingsspanning konstant blijft als de belasting, veroorzaakt door de logische schakeling, fluktueert.

Ten aanzien van b dient daarentegen te worden opgemerkt dat de hierboven genoemde stabilisering helaas niet toereikend is om te voorkomen dat impulssignalen de voedingsleiding bereiken. Hiervoor reageren de zenerdiodes niet snel genoeg. Ook bezitten de immer aanwezige elektrolyten te veel zelfinduktie om deze signalen te kunnen kortsluiten. De stoorsignalen worden in de transformator kapacitief van de primaire op de secundaire wikkelingen overgedragen. Het verdient daarom aanbeveling een *metalen afscherming*, die wordt geaard, tussen de primaire en de secundaire wikkelingen van de voedingstransformator aan te brengen. Hierdoor wordt de kapacitieve overdracht aanzienlijk beperkt. Gewoonlijk blijkt dit echter nog niet afdoende te zijn, zodat tevens een netfilter aan de primaire zijde van de transformator noodzakelijk is. Fig. 11.1 geeft een voorbeeld, dat in veel gevallen wel afdoende is gebleken. Hierin zijn aan de netspanningsaansluiting *LC*-bandfilters voor de onderdrukking van stoorsignalen aangebracht. Geschikte waarden zijn $L_1 = L_2 = 10$ mH en $C_1 = C_2 = 12$ nF. De keuze van de kondensatoren C_1 en C_2 is niet geheel vrij. Op vele plaatsen wordt om veiligheidsredenen voorgeschreven dat de maximaal toelaatbare waarde 5 nF is. In dergelijke gevallen dienen de zelfinduktiewaarden van L_1 en L_2 24 mH te zijn.

Tenslotte wordt erop gewezen, dat – evenals in de radio- en televisietechniek – ook hier geldt:

Leg de voedingsleiding niet vlak langs leidingen die storingsvrij moeten blijven; houd de leidingen in het apparaat zo kort mogelijk en wikkel ze om elkaar heen (twisten).

11.1.2. Stoorsignalen op laagspanningsleidingen en op meet- resp. signaalleidingen

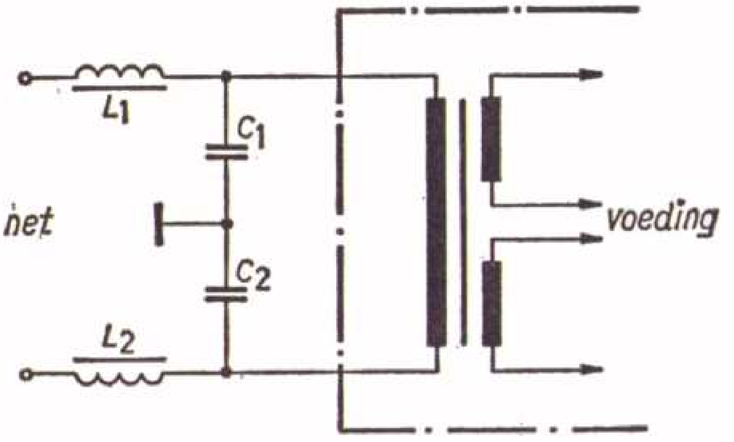


Fig. 11.1. Een *LC*-laagdoorlaatfilter als netfilter voor stoorspanningsonderdrukking; geschikte waarden zijn $L_1 = L_2 =$ $= 10$ mH en $C_1 = C_2 = 12$ nF.

Indien nu voorkomen is dat stoorsignalen niet meer via het net in de aangesloten schakeling kunnen komen, moet er voor worden gewaakt dat ze niet via direkte induktie op de laagspanningsvoedingsleidingen of op de meet- resp. signaalleidingen opnieuw worden geïntroduceerd. Zo lang de leidingen binnen het apparaat blijven, en niet vlak langs leidingen lopen die storingen kunnen introduceren, is de kans hierop klein. In veel gevallen moet echter spanning naar één of meer punten van een machine worden gebracht. Juist bij industriële apparaten komt dit veel voor, bijvoorbeeld om een fotodiode, een elektromagnetische impulsgever, een schakelaar of een ultrasonore opnemer te voeden. In dat geval moet de leiding door een stalen buis lopen. De gebruikelijke afgeschermde leidingen, zoals sierslang of gewone afschermkous, zijn niet voldoende. In deze metalen buizen mogen geen leidingen lopen, die zelf storingen kunnen introduceren. Hetzelfde geldt uiteraard ook ten aanzien van meet- en signaalleidingen, die eveneens gevoelig zijn voor induktie van stoorsignalen.

Het is ongetwijfeld beter om de schakeling zó te dimensioneren dat de laagspanningsvoeding voor de schakelingen die gevoelig zijn voor storingen, in het geheel niet buiten het apparaat komen. Dit is op vele manieren mogelijk. Kennis van de bijzonderheden is daarbij echter noodzakelijk.

Ter onderdrukking van stoorsignalen op laagspanningsvoedingsleidingen, kunnen als variant op fig. 11.1 eveneens *LC*-filters worden gebruikt. Een passende schakeling is in fig. 11.2 weergegeven. Geschikte waarden zijn $L_1 = L_2 =$

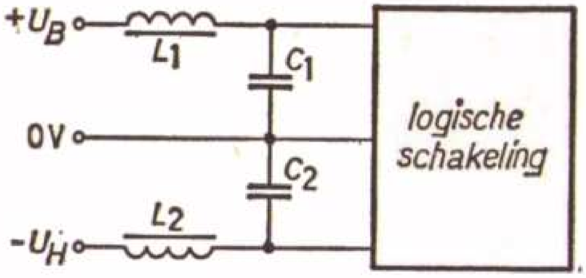


Fig. 11.2. Een *LC*-laagdoorlaatfilter als voedingsspanningsfilter voor stoorspanningsonderdrukking; geschikte waarden zijn $L_1 = L_2 = 510\ \mu H$ en $C_1 = C_2 = 100\ \mu F$.

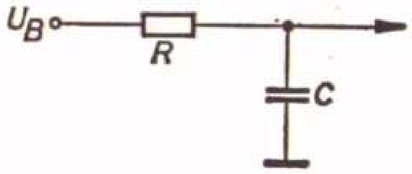


Fig. 11.3. Een *RC*-laagdoorlaatfilter als voedingsspanningsfilter voor stoorspanningsonderdrukking; geschikte waarden zijn $R = 47\,\Omega$ en $C = 100\ \mu F$.

510 μH en $C_1 = C_2 = 100\ \mu F$. Het kan bovendien nuttig zijn om gevoelige schakelgedeelten separaat door middel van *RC*-filters te beveiligen. In fig. 11.3 wordt daarvan een voorbeeld gegeven. Hierin is $R = 47\ \Omega$ en $C = 100\ \mu F$. Uiteraard moet erop worden gelet dat de voedingsspanning U_B door spanningsverlies over de weerstand R niet zover is gedaald, dat de werking van de aangesloten schakeling wordt belemmerd.

RC-filters zijn eveneens geschikt voor de onderdrukking van stoorsignalen op meet- resp. signaalleidingen. Het is echter moeilijk hiervoor een algemene dimensioneringsregel te formuleren, omdat de grensfrequentie van een dergelijk *RC*-filter steeds boven de signaalfrequentie moet liggen. Het blijkt echter dat hiermee stoorsignalen effektiever worden uitgefilterd, naarmate ze in verhouding tot de signaalspanningen korter duren. In dit verband is het voordeliger om statische signalen boven signaalimpulsen te verkiezen. In fig. 11.4 is een *RC*-filter afgebeeld aan de signaalingang van een logische schakeling.

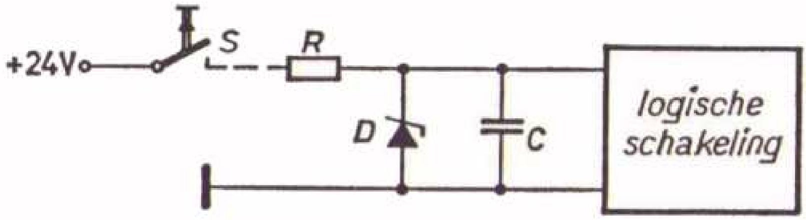


Fig. 11.4. Een *RC*-laagdoorlaatfilter aan de signaalingang van een logische schakeling; de grensfrequentie moet boven de signaalfrequentie liggen.

Een voor storingen zeer ongevoelige schakeling voor het in de nul-stand brengen van een flipflop is in fig. 11.5 gegeven. Bij geopende schakelaar S is de diode D gesperd tengevolge van de negatieve spanning (-6 V) die over de weerstand staat. Deze blijft voor negatieve stoorsignalen gesperd en positieve stoorsignalen moeten allereerst de sperspanning van de diode D overwinnen, voordat zij werkzaam kunnen worden. Geschikte waarden zijn $R_1 = 22\ k\Omega$ en $R_2 = 10\ k\Omega$.

Wil men de mogelijkheden van de induktie op laagspanningsvoedingsleidingen, alsmede op meet- en signaalleiding zeer sterk beperken, dan moet men *niet* volgens fig. 11.6a te werk gaan. De toevoer van de voedingsspanning U_B naar

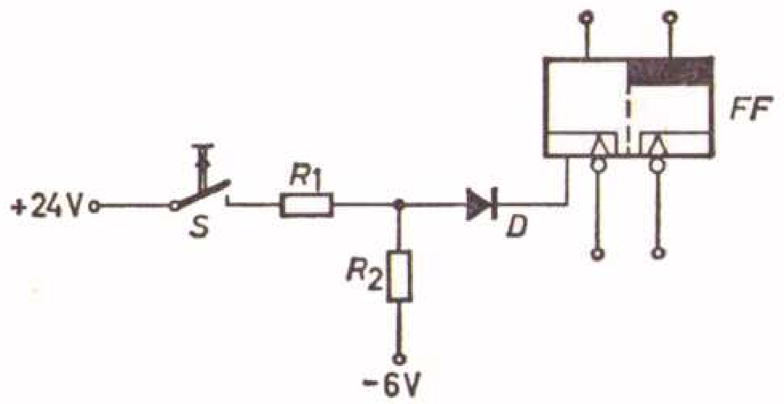


Fig. 11.5. Een schakeling voor het terugzetten van een flipflop, die slechts weinig storingsgevoelig is.

de schakelaar *S* geschiedt via een *lange voedingsleiding*, die tevens in de logische schakeling de *signaalleiding* vormt. Beter is daarom de schakeling van fig. 11.6b. Hier wordt niet de voedingsspanning U_B naar de schakelaar *S* gevoerd, maar de nulpotentiaal 0 V. Ook deze oplossing zal niet in alle gevallen een bevredigend resultaat geven, daar stoorsignalen – vooral als de schakelaar is geopend – op de signaalleiding kunnen komen. De oplossing van dit probleem wordt door de reeds genoemde schakeling in fig. 11.5 aangegeven.

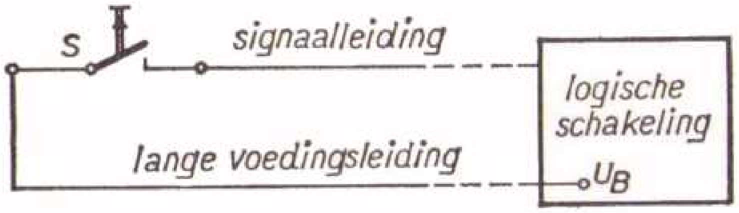


Fig. 11.6a. Een voorbeeld van een installatie die zeer gevoelig is voor de induktie van stoorsignalen.

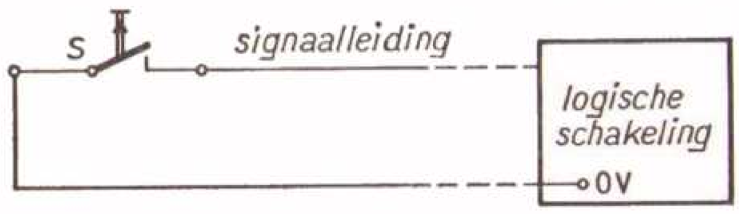


Fig. 11.6b. Een voorbeeld van een aansluiting waarbij de mogelijkheid van de induktie van stoorsignalen reeds aanzienlijk minder is dan bij fig. 11.6a.

In het algemeen zal van geval tot geval moeten worden beoordeeld hoe de beste oplossing kan worden verkregen. Het is helaas moeilijk om aan te geven hoe ongevoelig een schakeling voor storingen is. Het is niet denkbeeldig dat een schakeling in een ruimte met veel stoorsignalen jarenlang goed functioneert, maar dan plotseling moeilijkheden gaat geven tengevolge van de aanwezigheid van een nieuwe storingsbron. Het lokaliseren van deze storingsbron is in veel gevallen al niet eenvoudig; maar zelfs als deze is opgespoord, dan is het probleem nog niet opgelost. In het algemeen heeft men dan twee mogelijkheden:

a. De storende invloed van deze bron wordt zoveel verminderd dat hiervan

geen hinder meer wordt ondervonden. Dit kan bijvoorbeeld worden bereikt door de leidingen hiervan af te schermen of door met behulp van kapaciteiten de hoge frequenties kort te sluiten.

b. De gestoorde schakeling wordt nog ongevoeliger voor storingen gemaakt.

De onder a genoemde maatregelen zijn in veel gevallen eenvoudiger doch ook minder afdoende. Er is dan immers in het geheel geen garantie dat de omstandigheden zich later niet wijzigen, waardoor de storingen opnieuw optreden.

De onder b genoemde mogelijkheid is daarentegen beter geschikt, daar de schakeling hierdoor essentieel is verbeterd. De moeilijkheid is dat het wijzigen en aanpassen van een schakeling, die al geruime tijd in bedrijf is, gewoonlijk op zeer veel organisatorische bezwaren stuit. Bovendien is het dikwijls onmogelijk of zeer bezwaarlijk de beste oplossing nog in de bestaande schakeling aan te brengen. Uit dit alles moge blijken dat het van het grootste belang is bij het ontwerpen van een schakeling reeds alles in het werk te stellen wat mogelijk is, om later moeilijkheden en teleurstellingen te voorkomen. In dit verband bestaat de behoefte om een nieuw ontworpen schakeling – zo mogelijk onder realistische omstandigheden – op stoorgevoeligheid te testen. Dit kan op zeer eenvoudige wijze worden gedaan door vaak in- en uitschakelen van een regelbare transformator, waarvan de voedingsleidingen dicht bij de ontworpen schakeling worden gelegd. Ook een zwaar elektromagnetisch relais is hiervoor geschikt. Absolute maatstaven zijn op dit moment echter niet te geven. Een ernstige moeilijkheid doet zich bovendien voor indien de storingen op bepaalde punten met een oscilloskoop worden bekeken, daar de toevoerdraden in de voeding van de oscilloskoop niet zelden de storingen verergeren. Ook indien met meetinstrumenten spanningen op bepaalde punten worden gekontroleerd, kunnen de meetsnoeren storingen introduceren. Tot slot moge nogmaals de raad worden gegeven geen schakelingen toe te passen, die sneller kunnen schakelen dan nodig is. Is bijvoorbeeld een impulsfrequentie van 30 kHz voldoende, dan moet men niet een schakeling uit de 100 kHz-reeks toepassen.

11.1.3. Stoorsignalen op aardleidingen

Hoe vreemd het ook moge klinken: ook een aardleiding of een nul-leider kan tot stoorsignalen in schakelingen of gedeelten van schakelingen leiden. Bovendien is het buitengewoon moeilijk om dit vast te stellen (en te meten waardoor dit wordt veroorzaakt) daar de meeste metingen t.o.v. aarde worden uitgevoerd. Al deze storingen worden echter veroorzaakt door het feit dat de potentiaal van de aardleiding niet op alle plaatsen dezelfde is, dus niet werkelijk 0 V. Daarom dienen de volgende regels in acht te worden genomen:

a. Breng slechts *één* aardleiding aan.
b. Aard de kast waarin zich de elektronische schakeling bevindt goed, doch slechts op *één* plaats.
c. Zorg dat er geen potentiaalverschillen van enige betekenis ontstaan tussen de diverse delen van één schakeling waardoor er vereffeningsstromen door de nulleiding worden veroorzaakt.

Punt a lijkt vanzelfsprekend. Evenwel moet niet uit het oog worden verloren dat de afzonderlijke delen van een elektronische schakeling soms zeer verspreid liggen, vaak vele meters van elkaar.

Punt b is in de eerste plaats nodig om stromen door de kastwand tegen te gaan, daar hierdoor ook spanningen resp. stromen in de zich erbinnen bevindende schakeling kunnen worden geïnduceerd. Voorts dient de kast uit staal te bestaan om voldoende magnetische afscherming te verkrijgen. Ze mag dus beslist niet uit aluminium zijn vervaardigd.

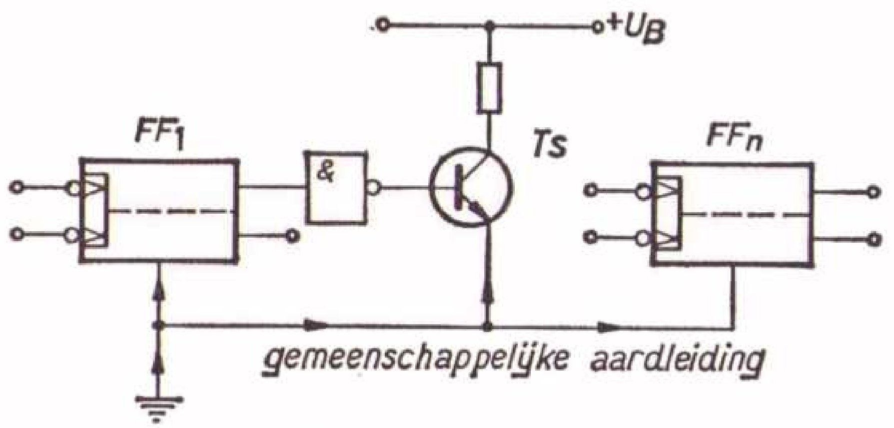


Fig. 11.7. Worden stromen van vermogenstransistors over aardleidingen geleid, die ook voor de voeding van logische schakelingen dienen, dan kan het ontstane potentiaalverschil storend werken; aardleidingen moeten een voldoend grote diameter bezitten.

Bij punt c valt op te merken dat de stromen door vermogenstransistors eveneens door de nulleiding lopen. Zo kan bijvoorbeeld een situatie ontstaan als in fig. 11.7 is weergegeven. Als de vermogenstransistor *Ts* geleidt, kan er een potentiaalverschil tussen de flipflops FF_1 en FF_n ontstaan, dat storend kan werken. Gebruik daarom voor de aardleidingen draad met een grote doorsnede. Houd vervolgens het gevoelige deel van de schakeling kompakt bijeen en gescheiden van de vermogenstransistors en de thyristors. Zorg ervoor dat de stromen door de vermogenstransistors niet door het voor storingen gevoelige circuit kunnen lopen, door deze apart te bedraden. Bedenk dat het er niet toe doet dat de potentiaal in absolute zin verandert, mits alle spanningen in dezelfde verhoudingen mee veranderen. Dit geldt ook voor de voedingsspanningen (bijv. $+U_B$ en $-U_B$).

11.2. Opbouw van de schakelingen

Door de totaal andere vormgeving, door de geringe warmte-ontwikkeling, door de kleine afmetingen en niet in de laatste plaats door de moderne montagetechnieken, wijken schakelingen met halfgeleiders, bouwelementen of geïntegreerde schakelingen, ook in de montage en de gehele opbouw, aanzienlijk af van de apparatuur uitgerust met elektronenbuizen. In nagenoeg alle gevallen bestaat apparatuur met logische schakelingen – vooral in de digitale meet- en regeltechniek – uit drie delen nl.:

a. Platen van niet-geleidend materiaal (bijv. hardpapier) waarop de onderdelen of geïntegreerde schakelingen en eventueel enige diskrete bouwelementen zijn gemonteerd. De elektrische verbindingen op de plaat worden met draad of door middel van gedrukte bedrading gemaakt (zgn. prentpanelen). Op deze technieken zal hier niet nader worden ingegaan.
b. Rekken of zgn. „ruiven", waarin de prentpanelen naast elkaar geschoven kunnen worden. De verbinding van de ene naar de andere prentplaat loopt via stekers, zodat de prentpanelen snel kunnen worden uitgewisseld.
c. Kasten waarin de ruiven met de prentpanelen worden gemonteerd. Indien gewenst, kunnen ook de ruiven door stekers elektrisch met elkaar en met het overige deel van de schakeling worden verbonden. Hierdoor kunnen de ruiven snel uit de kast worden genomen. In deze kast worden tevens de onderdelen aangebracht die ongeschikt zijn om in de ruiven te monteren, zoals schakelaars, potentiometers, indikatielampjes enz. De montage is door deze opbouw eenvoudiger en overzichtelijker dan de conventionele montage. De prentpanelen zijn gemakkelijk te hanteren. Daardoor zijn alle onderdelen goed bereikbaar en kunnen mechanisch stevig worden aangebracht. De bedrading van de ruiven ligt geheel in één vlak en is – mits het ontwerp goed is, zodat kruisingen zo min mogelijk voorkomen – snel en eenvoudig aan te brengen, waarbij men vaak gebruik maakt van zgn. multilayers. Na de montage van de plaatjes, de ruiven en de kast, kan de schakeling in elkaar worden geschoven.

11.3. Bedradingstabellen

Door het toepassen van nieuwe technieken ontstaan apparaten waaraan vroeger niet kon worden gedacht wegens de omvang en het onderhoud dat daaraan verbonden zou zijn. Hoewel een gekompliceerd apparaat met veel funkties door het toepassen van kleine onderdelen, alsmede door de moderne montagemethoden betrekkelijk kleine afmetingen kan hebben, zal het aantal verbindingen en soldeerplaatsen zeer groot kunnen zijn. Hierbij komt nog dat zeer veel verbin-

dingen in één vlak kunnen liggen, zoals bijvoorbeeld de achterzijde van een ruif, waarin de prentpanelen met de onderdelen zich bevinden. Het is dan ook begrijpelijk dat een gewoon bedradingsschema erg onoverzichtelijk wordt. Tegenwoordig worden met betrekking tot de schakelfunkties symbolische diagrammen toegepast, die nog worden aangevuld met tijddiagrammen. Omdat ze echter geen uitsluitsel geven over de daadwerkelijke opbouw van de afzonderlijke schakelfunkties, zeggen ze in het geheel niets over de gang van de bedrading. Een uitweg bieden daarom de zgn. bedradingstabellen. Reeds bij de bouw van de apparatuur werpen ze hun nut af, omdat men de lijst op volgorde kan afwerken en een gelegde verbinding kan aanstrepen. Later komen zij weer van pas wanneer bij reparaties, metingen of kontroles aan bepaalde verbindingen moeten worden verricht. De tabellen kunnen bovendien als uitgangspunt dienen voor een ponsband, die een automatische montagemachine stuurt.

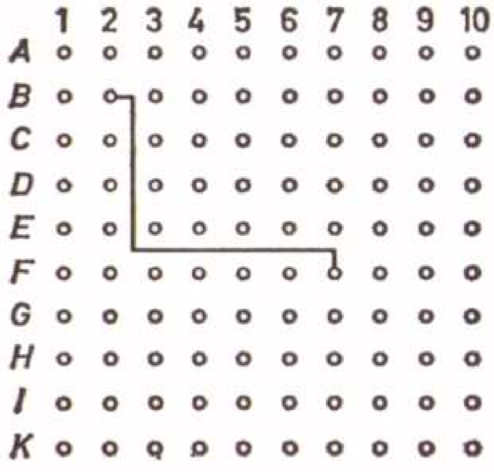


Fig. 11.8. Het coördinatensysteem voor het opstellen van bedradingsoverzichten.

Bij het opstellen van bedradingstabellen gaat men uit van een koördinatenstelsel, dat in fig. 11.8 is aangegeven. De bedrading wordt systematisch aangebracht, waarbij slechts weinig leidingen kris-kras lopen maar zo veel mogelijk recht worden geleid. Bepaalde hoofdleidingen worden ter wille van de eenvoud direkt getekend, terwijl andere verbindingen in een lijst – zoveel mogelijk naar funkties gerangschikt – worden opgenomen. De enige verbinding in fig. 11.8 gaat van B2 naar F7. In de erbij behorende lijst kan dit met B2 – F7 worden aangegeven.

11.4. Service

In het geval van een defekt kan de apparatuur snel weer in werking worden gebracht door uitwisseling van één of meer prentpanelen. Desgewenst kan ook een gehele ruif, bijv. de voeding, worden uitgewisseld. In dat geval is het van belang het apparaat bij het ontwerp functioneel goed in te delen. Daardoor zal het weinig tijd vergen een defekt te lokaliseren en door uitwisseling het

apparaat te herstellen. Toch dient bij de reparatie met enige voorzichtigheid en kennis van zaken te werk te worden gegaan. Heel vaak zal blijken dat een defekt onderdeel, bijv. een transistor, niet spontaan zijn goede werking heeft verloren als de schakeling waarvan dit onderdeel deel uitmaakt goed gedimensioneerd is. Hiervoor is dikwijls een uitwendige oorzaak aan te wijzen, zoals kortsluiting in de bedrading die van het elektronisch apparaat naar een onderdeel van een machine loopt. Juist bij elektronische apparatuur bestemd voor industriële toepassing blijkt dit niet zelden voor te komen. Wisselt men in dat geval slechts het defekte onderdeel uit, dan zal in veel gevallen hetzelfde defekt direkt of na enige tijd opnieuw optreden. Vaak is de kortsluiting direkt na de uitwisseling niet meer aanwezig maar kan bijvoorbeeld na enkele uren of zelfs dagen opnieuw optreden. Met het oog hierop zijn de volgende adviezen belangrijk:

a. Wissel onderdelen slechts dán uit, als gebleken is dat de kans op herhaling van de betreffende fout door een uitwendige oorzaak gering is.
b. Zorg voor een zeer goede en betrouwbare montage, niet alleen van de elektronische apparaten, maar ook van die delen die met deze apparaten in verbinding staan.
c. Indien de maatregelen volgens punt b onvoldoende waarborgen bieden voor het niet defekt raken van het elektronisch apparaat moeten speciale beveiligingen worden ingebouwd zodat de onderdelen in het geval van kortsluiting niet defekt kunnen raken. Valt één van de voedingsspanningen uit, dan valt het gehele apparaat uit. Van groot belang is dat niet enkel de voedingsspanning $-U_H$ uitvalt terwijl de voedingsspanning $+U_B$ wel aanwezig blijft. Dit moet beslist worden voorkomen! Stel dat de voedingsspanning

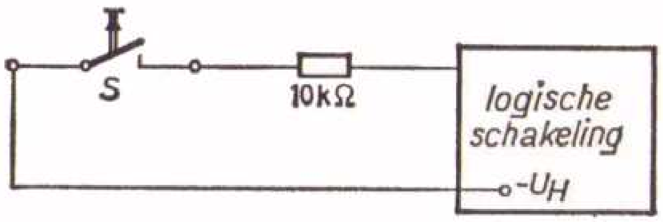


Fig. 11.9a. Een voorbeeld van een niet-beschermde voedingsleiding naar de schakelaar *S*; een kortsluiting in de leiding veroorzaakt een uitval van de voedingsspanning $-U_H$.

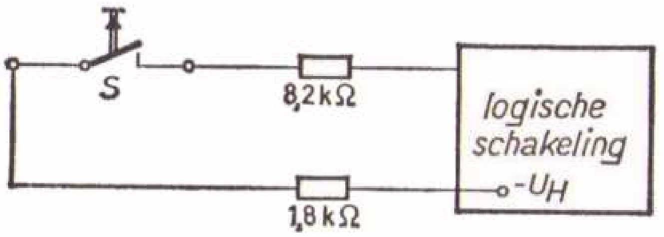


Fig. 11.9b. Een verbeterde schakeling t.o.v. die in fig. 11.9a; een kortsluiting in de leiding leidt *niet* tot uitvallen van de voedingsspanning $-U_H$.

$-U_H$ naar een punt moet worden gevoerd dat steeds beweegt, zodat ondanks goede voorzorgsmaatregelen breuk van de draad kortsluiting zou kunnen

veroorzaken, dan is een schakeling volgens fig. 11.9a niet de geschikte oplossing. De beveiliging bestaat in dit geval uit een weerstand, die in de leiding wordt opgenomen en die zo groot is dat de stroomsterkte zelfs bij een eventuele kortsluiting onder de kritische waarde blijft. Technisch gezien is dit bijna steeds mogelijk. Een mogelijke oplossing is in fig. 11.9b weergegeven. De oorspronkelijk tussen de schakelaar *S* en de logische schakeling aanwezige weerstand van 10 kΩ (fig. 11.9a) is tot een waarde van 8,2 kΩ verminderd. Hierdoor wordt het mogelijk ook een weerstand van 1,8 kΩ in de leiding tussen de voedingsspanning $-U_H$ en de schakelaar *S* op te nemen. De som van de beide weerstanden bedraagt weer 10 kΩ.

d. Houd goede aantekening van alle reparaties daar dit het vinden van de oorzaak van een defekt in veel gevallen kan vergemakkelijken. Bovendien kunnen deze aantekeningen de basis vormen voor verbetering van de schakeling alsmede het voorkomen van zwakke plekken in latere ontwerpen. Voor dergelijke aantekeningen is een zgn. *logboek* zeer geschikt.

12. Voorbeelden en toepassingen van schakelingen

In dit hoofdstuk worden enige voorbeelden en toepassingen van logische schakelingen beschreven, waarbij is uitgegaan van de in de voorafgaande hoofdstukken beschreven principes. Deze voorbeelden dienen als aansporing voor eigen oefening en moeten derhalve niet als „recepten" worden beschouwd, die men slaafs dient op te volgen.

Hoewel van basisschakelingen gebruik wordt gemaakt, moet elke schakeling als geheel toch aan de specifieke omstandigheden worden aangepast. Dit is slechts mogelijk op grond van in de praktijk verkregen ervaring. Ook hier geldt, dat oefening kunst baart. Van zeer grote betekenis is dat bij elk ontwerp rekening moet worden gehouden met de optredende belastingen. Bij de basisschakelingen, die in de vorm van bouwstenen of geïntegreerde schakelingen in de handel verkrijgbaar zijn, worden handleidingen verstrekt, die belastingstabellen bevatten (par. 5.3.3). Het is uiterst belangrijk om die gegevens nauwgezet aan te houden. Gebeurt dit niet, dan zullen teleurstellingen zeker niet uitblijven. Het is zeer goed mogelijk dat een schakeling in het begin goed funktioneert, maar dat zich later – bijvoorbeeld bij stijgende temperatuur – moeilijkheden voordoen. Dit wordt dan veroorzaakt door het feit dat de omstandigheden aanvankelijk wat gunstiger waren, waardoor de specifikaties net niet werden overschreden. Wijzigen de omstandigheden zich iets, bijv. tijdens een hittegolf, dan worden deze wél overschreden en treden moeilijkheden op. Het is dus zeer belangrijk om de bedrijfsomstandigheden van te voren goed te taxeren. Een goed gedimensioneerde schakeling zal echter, naar de praktijk heeft bewezen, een technische levensduur bezitten, die meestal ver uitgaat boven de economische levensduur. In verband hiermee is het vaak zeer rendabel om ook in eenvoudige gevallen, die zeer gemakkelijk met enkele schakelaars en relais zijn te realiseren, toch van halfgeleiders gebruik te maken. Een eenvoudige meting is dikwijls met enkele halfgeleiders te verwezenlijken, die gevolgd kunnen worden door enige power-trappen, zoals krachttransistors of thyristors. Hiermee wordt bovendien een overzichtelijke opbouw verkregen, die kompakt is en snel uitwisselbaar.

12.1. Overzicht van de belangrijkste schakelingssoorten

Met betrekking tot de realisering van schakelfunkties (hoofdstuk 5) zijn reeds enkele schakelingen aangeduid, die volledig uit diodes, transistors en weerstanden kunnen worden opgebouwd. Dit geldt ook voor de schakelingen die in de volgende paragrafen zijn beschreven. Deze hebben betrekking op de schakeltypen waarmee in de praktijk schakelfunkties kunnen worden gerealiseerd. Meestal zijn het immers slechts letters, waarmee de afzonderlijke schakeltypen zijn aangeduid, die echter vooral de „niet-ingewijde" voor raadsels kunnen plaatsen. Zonder echter naar volledigheid te streven, worden de belangrijkste kenmerken aangegeven.

12.1.1. Weerstand-diode-logika (RDL)

Bij de weerstand-diode-logika, die met de lettersymboliek RDL wordt aangeduid, gaat het om zuiver passieve schakelingen waarin alleen weerstanden en diodes voorkomen. Voorbeelden zijn de gegeven schakelingen bij de EN/OF-poort (par. 5.2.1) en de OF/EN-poort (par. 5.2.2). De maximaal bereikbare impulsfrequentie ligt bij ongeveer 100 kHz.

12.1.2. Diode-transistor-logika (DTL)

De diode-transistor-logika, aangeduid met de lettersymboliek DTL, vormt een uitbreiding van de weerstand-diode-logika (RDL). Bovendien is de wat langere, maar meer volledige aanduiding weerstand-diode-transistor-logika resp. RDTL in gebruik. In ieder geval sluit deze aanduiding het gebruik van kondensatoren uit, zodat men de eerstgenoemde aanduiding diode-transistor-logika kan gebruiken.

De schakelingen van deze logika zijn enerzijds de reeds in par. 12.1.1 genoemde passieve uitvoeringen, maar ook de aktieve, zoals de NIET-schakeling (par. 5.2.3) en de daarmee opgebouwde combinaties zoals de NAND-schakeling (par. 5.2.4) en de NOR-schakeling (par. 5.2.5). De bereikbare maximale impulsfrequenties lopen uiteen. Voor bouwsystemen opgebouwd uit losse onderdelen, kunnen ze tot 2 MHz gaan, terwijl voor geïntegreerde schakelingen nog hogere waarden kunnen worden bereikt.

12.1.3. Weerstand-transistor-logika (RTL)

De weerstand-transistor-logika, die in de lettersymbolen als RTL wordt aangeduid, kan niet zonder meer met de diode-transistor-logika uit par. 12.1.3 worden vergeleken. Het toepassingsgebied van deze logika ligt voornamelijk op industrieel terrein, waarbij meestal naar een geringe gevoeligheid voor uit-

wendige storingen wordt gestreefd. Met het oog hierop wordt hierbij vaak bewust gestreefd naar lage maximale impulsfrequenties, bijv. 500 . . . 1000 Hz. Deze grens kan echter ook hoger liggen.

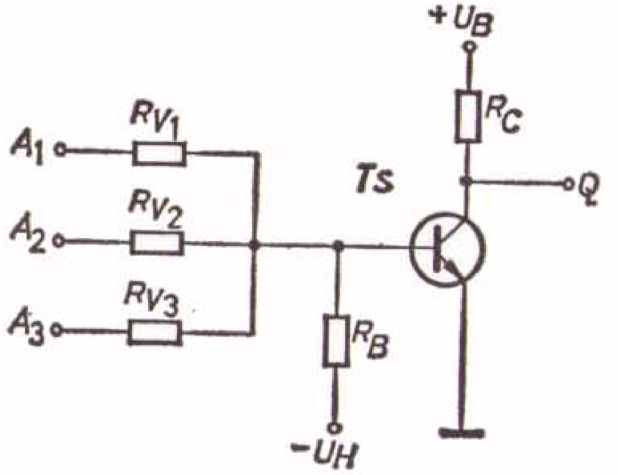


Fig. 12.1. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NOR/NAND-schakeling in de weerstand-transistor-logika (RTL).

Als voorbeeld geeft fig. 12.1 een NOR/NAND-schakeling weer in weerstand-transistor-logika. In principe is hier sprake van een NIET-schakeling (par. 5.2.3), die echter niet 1 maar 3 ingangen heeft. Bedraagt de spanning aan alle drie ingangen $A_1 \ldots A_3$ 0 V, dan wordt de transistor *Ts* over de spanningsdeler $R_{V1} \ldots R_{V3}/R_B$ gesperd en de spanning op de uitgang Q is dan praktisch gelijk aan de voedingsspanning $+U_B$. Uitgaande van positieve logika (par. 5.1.3) is dus $Q = 1$, indien $A_1 \ldots A_3 = 0$ zijn. De weerstanden R_V en R_B zijn zodanig gedimensioneerd, dat de transistor *Ts* reeds geleidend wordt indien slechts één van de ingangen $A_1 \ldots A_3$ 1 is, zodat $Q = 0$ wordt. De ingangen $A_1 \ldots A_3$ vervullen dus zonder diodes een OF-funktie (par. 2.2.2 resp. 2.2.7.2). Dit wordt duidelijk, wanneer men bedenkt dat bij een OF-poort (par. 5.2.2) de diodes slechts een ontkoppelende werking verrichten. Door de toevoeging van een NIET-schakeling (par. 5.2.3) ontstaat een NOR-schakeling resp. een NOR/NAND-schakeling.

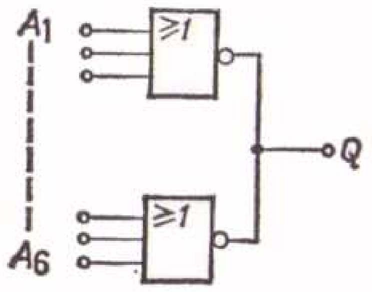


Fig. 12.2. Bij poorten, uitgevoerd volgens fig. 12.1, bestaat de enige uitbreidingsmogelijkheid uit de parallelschakeling van meerdere poorten en wel zó dat de uitgangen Q van alle poorten met elkaar worden verbonden; dit is hier symbolisch voor 2 NOR-schakelingen afgebeeld.

Deze schakeling is weliswaar goedkoop, doch het aantal toelaatbare ingangen is beperkt tot 2 à 3. De enige uitbreidingsmogelijkheid bestaat uit parallel-

schakeling van meerdere poorten door de uitgangen Q van alle poorten met elkaar door te verbinden, zoals voor twee poorten in fig. 12.2 is weergegeven.

12.1.4. Direkt gekoppelde transistorlogika (DCTL)

De direktgekoppelde transistorlogika is een soort weerstand-transistor-logika (par. 12.1.3). Ze wordt aangeduid met DCTL (Engels: *d*irect *c*oupled *t*ransistor *l*ogic). Fig. 12.3 toont weer een NOR/NAND-schakeling. Hier zijn echter in

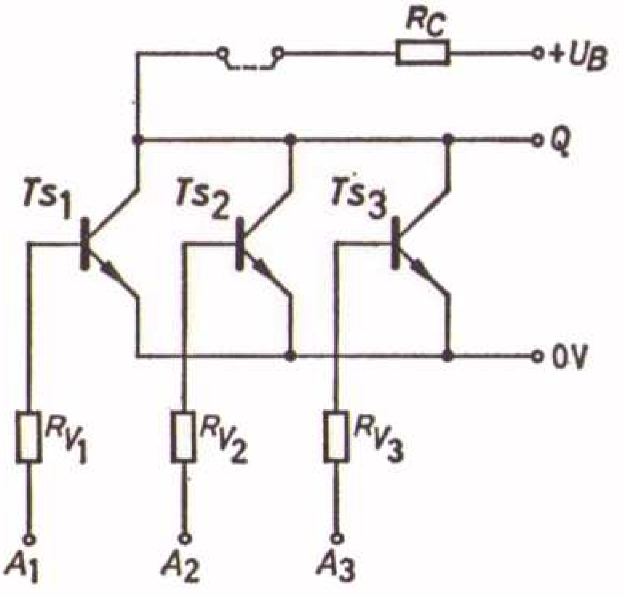


Fig. 12.3. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NOR/NAND-schakeling in direkt gekoppelde transistorlogika (DCTL).

tegenstelling tot de uitvoering van fig. 12.1 afzonderlijke transistors voor elke ingang gebruikt, hetgeen bij geïntegreerde schakelingen nauwelijks problemen geeft. Uitbreidingen zijn zeer goed mogelijk door meerdere poorten aan de uitgangszijde parallel te schakelen. Met dergelijke schakelingen zijn schakeltijden van 50 . . . 100 ns bereikbaar, hetgeen overeenkomt met een maximale impulsfrequentie van 10 . . . 20 MHz. Om aan te duiden dat er sprake is van schakelingen uit het gebied der micro-elektronica (geïntegreerde schakelingen), wordt ook de benaming RTμL gebruikt, hetgeen weerstand-transistor-micrologika betekent.

12.1.5. Transistor-transistor-logika (TTL)

De transistor-transistor-logika wordt aangeduid met TTL of T^2L. De laatste aanduiding wordt echter weinig gebruikt. De bereikbare schakeltijden liggen hier bij 10 . . . 50 ns, wat overeenkomt met impulsfrequenties van 20 . . . 100 MHz.

Het uitgangspunt van de transistor-transistor-logika is een zgn. meeremissor-transistor, waarvan in fig. 12.4a het principe is weergegeven. Principieel kan men weliswaar elke planar-transistor met meer emissors of bases uitvoeren,

doch dit is pas bij geïntegreerde schakelingen zinvol. De funktie van de afgebeelde meer-emissor-transistor komt overeen met die van een EN/OF-poort (par. 5.2.1) waarbij de schakeltijden in vergelijking met een EN/OF-poort uit de weerstand-diode-logika belangrijk korter zijn. Een vereenvoudigd vervangingsschema is in fig. 12.4b weergegeven.

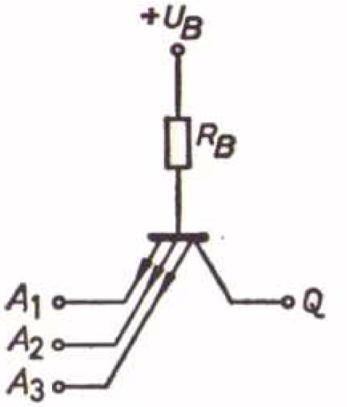


Fig. 12.4a. Het principe van een meer-emissor-transistor.

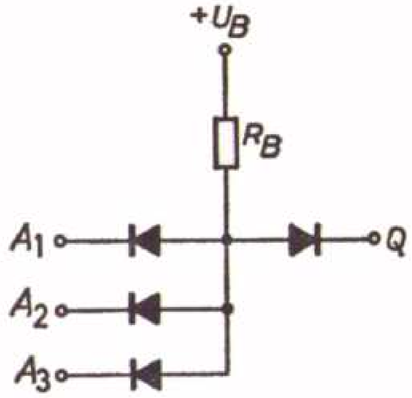


Fig. 12.4b. Het vereenvoudigd vervangingsschema van de meer-emissor-transistor in fig. 12.4a.

De kombinatie van de schakeling uit fig. 12.4 met een NIET-schakeling (par. 5.2.3) leidt tot een NAND/NOR-schakeling (par. 5.2.4). De schakeling die dan ontstaat, toont fig. 12.5. Hierbij wordt opgemerkt dat deze schakeling slechts 4 verschillende bouwelementen bevat. Overigens is de uitdrukking „bouwelementen" rijkelijk overdreven, want als geïntegreerde schakeling is dit immers slechts één bouwelement.

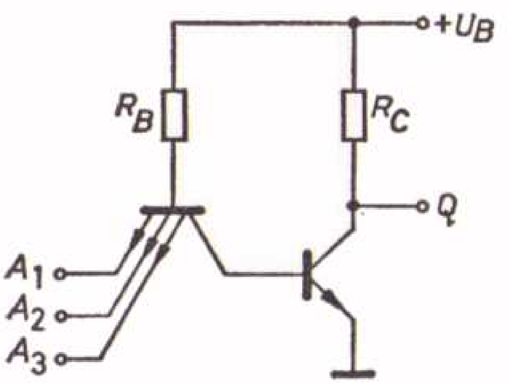


Fig. 12.5. Een voorbeeld voor de praktische uitvoering van een NAND/NOR-schakeling in transistor-transistor-logika (TTL).

De voorbeelden, die in de voorafgaande paragrafen zijn behandeld, bezitten voor de industriële toepassing slechts een theoretische betekenis, vooral waar het korte schakeltijden resp. maximale impulsfrequenties betreft. Industriële besturingen en regelingen moeten niet met rekensystemen worden verwisseld. Ook is vanuit industrieel oogpunt bezien het vermogen dat de diverse schakelingen verbruiken, meestal niet zo belangrijk.

De getoonde voorbeelden pretenderen geen volledig overzicht. Er zijn behalve deze voorbeelden nog vele andere en er komen er steeds meer bij. Echter is de nieuwste schakeling niet steeds de beste, doch die welke voor een bepaald doel is ontworpen.

12.2. Schakelingen aan de periferie van logische schakelingen

Aan de periferie van logische schakelingen zijn vaak schakelingen vereist, die individueel moeten worden ontworpen, daar deze óf niet verkrijgbaar zijn in de vorm van bouwstenen of geïntegreerde schakelingen, óf daarvoor ongeschikt zijn. In de voorafgaande hoofdstukken zijn reeds enige voorbeelden gegeven.

In dit hoofdstuk worden enige schakelingen weergegeven die reeds met succes zijn toegepast en die bovendien instruktief zijn voor het zelf ontwerpen van schakelingen.

12.2.1. Transistors met niet-lineaire belasting

Bij een geschikte dimensionering doen zich bij schakeltransistors met lineaire belasting gewoonlijk weinig moeilijkheden voor. Bij een niet-lineaire belasting ligt dit echter anders. Hier moet met bijzondere omstandigheden rekening worden gehouden om moeilijkheden te vermijden. Dit zal uit de volgende voorbeelden blijken.

12.2.1.1. Gloeilamp als belasting

Een punt waaraan bij gebruik van een gloeilamp als last van een schakeltransistor vaak geen aandacht wordt geschonken, is het feit, dat de weerstand van een *koude* gloeilamp ongeveer 1/7 tot 1/10 van de weerstand bedraagt, die zich rekenkundig uit het nominale vermogen van een warme gloeilamp laat bepalen. Wordt de basisstroom van de schakeltransistor berekend door van het nominale vermogen van de gloeilamp uit te gaan, dan kan de transistor aanvankelijk de benodigde stroom voor het opwarmen van de gloeispiraal niet schakelen. De tijd tot aan het bereiken van de normale bedrijfstemperatuur van de gloeispiraal zal daardoor langer zijn dan gewoonlijk. Hierbij komt dat de transistor gedurende deze periode niet volledig geleidend is en dus aan een sterkere verwarming wordt blootgesteld. Dit kan de levensduur aanzienlijk verkorten.

Ook is het mogelijk dat de bedrijfstemperatuur van de gloeispiraal nooit wordt bereikt, omdat in de opwarmperiode van de gloeilamp de versterkingsfaktor reeds zoveel afneemt, dat de transistor alleen daarom de vereiste bedrijfsstroom niet meer kan leveren. In dat geval blijft de lamp enige tijd gloeien, tot de transistor zó warm is geworden dat deze niet meer kan funktioneren. Gewoonlijk treedt dan een voortdurende kortsluiting tussen de kollektor en de emissor op,

zodat de lamp voortdurend brandt en niet meer kan worden uitgeschakeld. Een geschikte methode om de stroom door de transistor bij het inschakelen van een gloeilamp te beperken, wordt weergegeven in fig. 12.6.

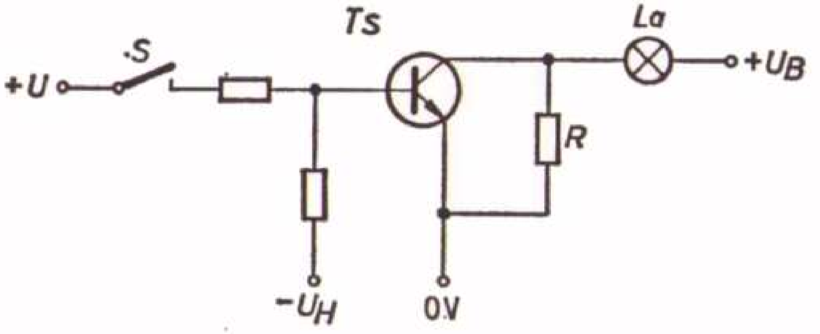


Fig. 12.6. Een schakelvoorbeeld voor een transistor met een gloeilamp als belasting; de schakeling wordt in de tekst verklaard.

Ook bij gesperde transistor *Ts* vloeit er via de weerstand *R* een stroom door de lamp *La*. Door de weerstand *R* zó te dimensioneren dat de lamp *La* dan *juist niet zichtbaar* gloeit, wordt toch bereikt dat de temperatuur van het gloeilichaam ver boven de normale waarde ligt indien de lamp geheel is uitgeschakeld. Hierdoor is ook de weerstand van de gloeispiraal al aanmerkelijk groter dan in koude toestand. Wordt dus de transistor *Ts* geleidend, dan is het effekt van de hoge inschakelstroom aanzienlijk geringer. Dit effekt wordt bovendien nog versterkt door het feit dat een deel van de lampstroom niet meer door de transistor *Ts*, maar door de weerstand *R* vloeit. Als de stroom die de schakeltransistor *Ts* moet schakelen, hoog is, neemt ook de kniespanning toe, waardoor de door de transistor gedissipeerde energie zó groot kan worden, dat het noodzakelijk is de transistor op een koelplaat te monteren.

12.2.1.2. Zelfinduktie als belasting

Wordt een zelfinduktie als belasting van een schakeltransistor gebruikt, dan kan de spanning van de kollektor bij het uitschakelen van de stroom enige malen groter worden dan de voedingsspanning U_B. Dit verschijnsel treedt ook op bij gebruik van een gewone schakelaar en geeft aanleiding tot vonken en oxydatie van de schakelkontakten. Niet zelden wordt de levensduur van kontakten hierdoor aanmerkelijk bekort. Bij transistors kan een dergelijke hoge spanning op de kollektor tot onmiddellijke vernieling leiden. Dit wil echter niet zeggen dat men er daarom van af zou moeten zien om zelfinдukties met transistors te schakelen. Men denke aan de oplossing voor een relais dat veelvuldig een zelfinduktie moet schakelen. Reeds door een diode parallel met de belasting te schakelen, kan het verschijnsel worden bestreden.

Fig. 12.7 laat zien hoe een diode *D* moet worden aangesloten. Tijdens normaal gebruik is de spanning op de kollektor van de transistor *Ts* negatief t.o.v. de voedingsspanning $+U_B$, zodat de diode *D* gesperd is. Bij het uitschakelen van

de stroom kan de potentiaal van de kollektor echter positief worden t.o.v. de voedingsspanning $+U_B$. In dat geval is de diode D geleidend. De energie, $\frac{1}{2}L\,i^2$, die in de zelfinduktie (in fig. 12.7 als R_{ind} voorgesteld) is opgehoopt,

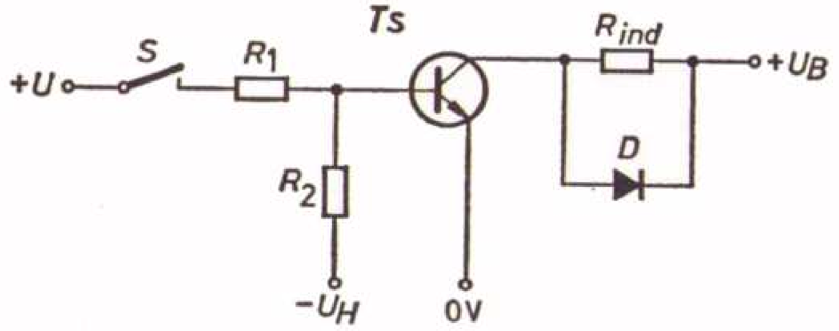


Fig. 12.7. Een schakelvoorbeeld voor een transistor met een zelfinduktie als belasting; de schakeling wordt in de tekst verklaard.

wordt door de diode D geleid en de spanning aan de kollektor van de transistor *Ts* kan maar weinig oplopen. Er moet wél op worden gelet dat de diode D ook inderdaad de stroom die gedurende de uitschakelperiode optreedt, kan overnemen, daar deze niet onaanzienlijk kan zijn. Verder is het van belang dat na het uitschakelen van de schakelaar S toch nog even stroom door de belasting R_{ind} vloeit en dus door het aanbrengen van de diode D een afschakelvertraging optreedt, die vooral bij grote zelfindukties aanzienlijk kan zijn.

12.2.2. Sturing van een transistor door een schakelaar

Moeten hoge stromen worden geschakeld door schakelaars, die slechts geringe stroomsterkten mogen voeren, dan komt het gebruik van een schakeltransistor als tussenschakeling in aanmerking. Nu is het echter niet alleen zaak deze schakeltransistor volledig geleidend te laten worden, maar hij moet ook volledig gesperd kunnen worden. Daarvoor is bij PNP-transistors behalve de (positieve) voedingsspanning $+U_B$ ook nog een (negatieve) hulpspanning $-U_H$ vereist. Is deze laatste niet aanwezig, dan moet ze extra worden opgewekt en dat is in vele toepassingsgevallen omslachtig.

Toepassing van enkele diodes maakt deze hulpspanning echter overbodig. Als uitgangspunt wordt het voorbeeld in fig. 12.6 (par. 12.2.1.1) gekozen, dat aangepast in fig. 12.8 is weergegeven. Indien voor de diodes D_1 en D_2 twee identieke siliciumdiodes worden gekozen, waardoor de volle lampstroom mag vloeien, dan bedraagt de spanning over de beide diodes D_1 en D_2 ongeveer 1 V. Ook als de transistor *Ts* niet geleidt, zal er door de lamp *La* en de weerstand R nog een stroom vloeien, waardoor de spanningsval van 1 V gehandhaafd blijft. Hierdoor zal indien de schakelaar S in de getekende stand staat, de basis negatief zijn t.o.v. de emissor. Wordt daarentegen de schakelaar in de andere stand gebracht, dan wordt de basis positief t.o.v. de emissor, zodat de transistor *Ts* gaat geleiden.

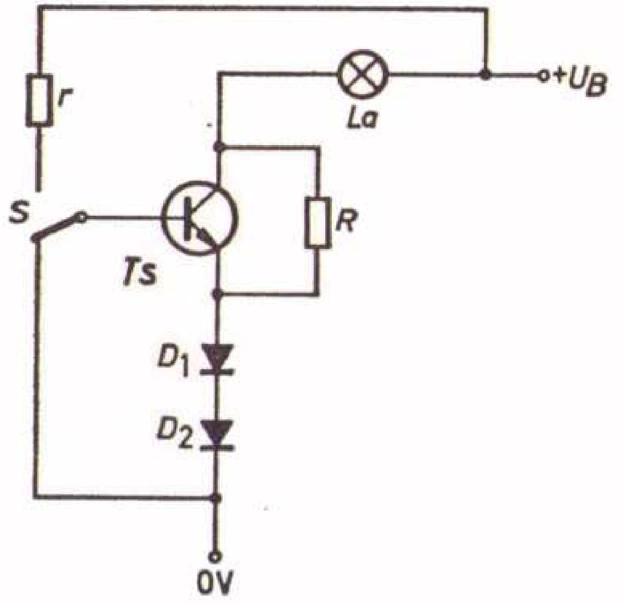


Fig. 12.8. Een schakelvoorbeeld voor de sturing van een transistor door een schakelaar, zonder dat een (hier negatieve) hulpspanning is vereist; de schakeling wordt in de tekst verklaard.

Mag er, in tegenstelling tot de schakelingen in de figuren 12.6 en 12.8, geen stroom door de belasting vloeien, dan kan de schakeling van fig. 12.9 worden gekozen. Wel dient er rekening mee te worden gehouden dat de spanning over

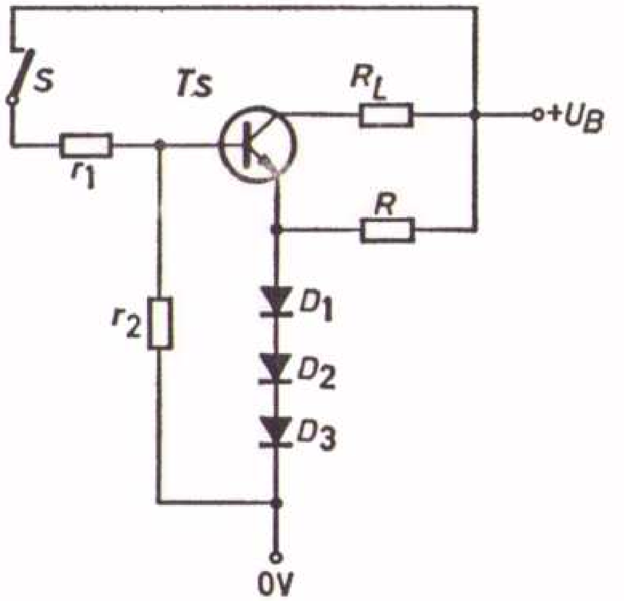


Fig. 12.9. Een variatie op de schakeling uit fig. 12.8; deze uitvoering is vereist indien geen lekstroom over de belasting mag vloeien.

de belasting *R* door toepassing van deze schakeling 1 à 1,5 V afneemt, hetgeen in veel gevallen geen bezwaar is. Het volgend rekenvoorbeeld gaat van deze schakeling uit.

Er wordt van de volgende waarden uitgegaan:

Voedingsspanning $+U_B = 24$ V
Belastingsweerstand $R_{last} = 24\ \Omega$
Stroomversterkingsfaktor (van de transistor *Ts*) $h_{fe} = 50$
Kollektor-reststroom $I_{CBO} = 0{,}1$ mA
Spanning tussen emissor en nulpotentiaal (0 V) = 1,5 V

Dan moet

$$r_2 = \frac{0,5}{0,1} \cdot 10^3\,\Omega = 5\,\text{k}\Omega$$

bedragen. De stroom door de belasting R_{last} is:

$$I_{last} = \frac{24}{24} = 1\text{A}$$

De basisstroom moet dus 1/50 A = 0,02 A = 20 mA bedragen. De spanning op de basis zal in geleidende toestand van de transistor *Ts* maximaal +2 V bedragen (hetgeen overeenkomt met +0,5 V t.o.v. de emissor), zodat de stroom door de weerstand r_2 dan $(2/5)\cdot 10^{-3}$ A = 0,4 mA is. Door de weerstand r_1 moet dus een stroom van 20,4 mA vloeien. De spanning over de weerstand r_1 bedraagt 24 — 2 = 22 V, dus is $r_1 = (22/40,4)\cdot 10^3\ \Omega \approx 1\ \text{k}\Omega$. Op deze wijze kan dus met een stroom van 22 mA een stroom van 1 A worden geschakeld. De weerstand *R* dient zó te zijn gedimensioneerd, dat de kollektor-reststroom I_{CBO} kan vloeien, zonder dat de spanning op de emissor zakt. Dus moet de stroom door de weerstand *R* minstens tienmaal groter zijn dan de kollektor-reststroom I_{CBO}. Deze is 1 mA zodat $R = (22,5/1)\cdot 10^3\ \Omega \approx 22\ \text{k}\Omega$ moet zijn.

12.2.3. Versterking met behulp van een tweede transistor

In par. 12.2.2 werd reeds uiteengezet dat de stroom door een schakelaar naar verhouding gering kan zijn wanneer de belastingsstroom door een transistor wordt geschakeld. Daardoor behoeft een gevoelige schakelaar slechts de geringe stuurstroom van de thyristor t~ schakelen. Het komt echter voor dat deze

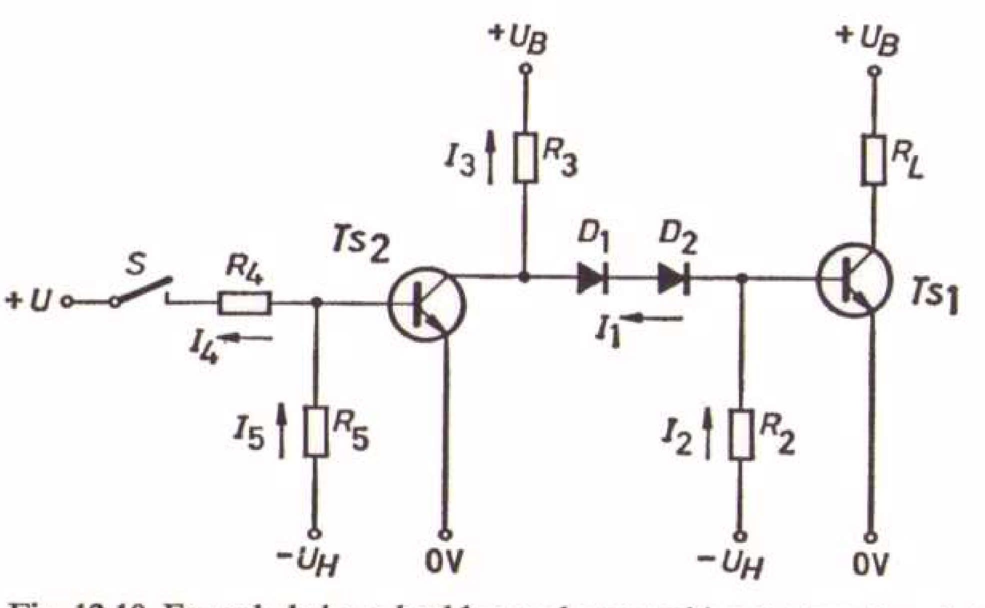


Fig. 12.10. Een schakelvoorbeeld voor de versterking met een tweede transistor; de schakeling wordt in de tekst verklaard.

stroom nog te groot is, hetgeen op eenvoudige wijze kan worden verholpen door een extra transistor tussen de schakelaar en de krachttransistor te schakelen. In fig. 12.10 is een geschikte schakeling afgebeeld.

Bij geopende schakelaar S is de transistor Ts_2 geleidend en de transistor Ts_1 gesperd. Als wordt aangenomen dat de spanning over de beide diodes D_1 en D_2 samen ongeveer 1 V bedraagt, hetgeen bij siliciumdiodes in overeenstemming is met de karakteristieken, dan is

$$I_1 = \frac{+U_B - 1}{R_3}$$

Voorts is $$I_2 = \frac{-U_H}{R_2}$$

en $$I_B = I_1 - I_2$$

Hieruit volgt dat $$I_B = \frac{+U_B - 1}{R_3} - \frac{-U_H}{R_2}$$

en dit is weer groter of gelijk aan $+U_B/(h_{fe} \cdot R_{\text{last}})$. Is de waarde van R_2 bekend, dan kan daaruit ook de waarde van de weerstand R_3 worden berekend. Bij gesloten schakelaar S is de transistor Ts_2 gesperd en de transistor Ts_1 geleidend. Daar ook in deze toestand de spanning over de diodes D_1 en D_2 ongeveer -1 V bedraagt, is de basisspanning van de transistor Ts_2 praktisch gelijk aan 0 V, mits de weerstand R_2 klein genoeg is om de kollektorstroom I_{CBO} van de transistor Ts_1 te compenseren.

Dus is: $$R_2 = \frac{-U_H - 1}{I_{CBO}}$$

waarbij dan nog slechts een uiterst kleine stroom door de diodes D_1 en D_2 vloeit. Deze stroom kan worden verwaarloosd t.o.v.

$$I_3 = \frac{+U_B}{R_3}$$

De weerstanden R_4 en R_5 kunnen als volgt worden berekend:

$$R_5 = \frac{-U_H - 1}{I_{CBO\,(Ts_2)}}$$

en $$R_4 \geqslant \frac{+U}{\dfrac{+U_B}{h_{fe\,(Ts_2)} \cdot R_3} + \dfrac{-U_H}{R_5}}$$

Het grote voordeel van deze schakeling t.o.v. een soortgelijke schakeling zonder de diodes D_1 en D_2 is dat de weerstand van de twee diodes bij geleidende transistor Ts_1 klein is t.o.v. de weerstand R_3 en bij geblokkeerde transistor Ts_1 groot is in vergelijking met de weerstand R_2, waardoor de weerstand R_3 praktisch gelijk is aan de som van een weerstand R_3 en een weerstand R_1, die in de plaats van de diodes D_1 en D_2 zou kunnen komen. (Wegens deze overwegingen is in fig. 12.10 geen weerstand R_1 opgenomen.) Hierdoor wordt tevens de stroom door de transistor Ts_2 in geleidende toestand aanzienlijk kleiner, hetgeen betekent dat de stroom door de schakelaar S eveneens aanzienlijk kleiner is.

De werking van deze schakeling wordt nog versterkt doordat de weerstand R_2 groter mag zijn dan zonder gebruik van de diodes D_1 en D_2. Op grond hiervan behoeft men in de gesperde toestand van de transistor Ts_1 alleen met de kollektor-reststroom I_{CBO} en niet meer met de stroom door de diodes D_1 en D_2 rekening te houden. Vervolgens wordt ook de stroom I_2 kleiner en daardoor eveneens de stroom I_3 en tenslotte ook de stroom I_5.

12.2.4. De vorming van een spanningsdrempel

Spanningsdrempels kunnen op eenvoudige wijze met diodes worden opgebouwd. In principe wordt dit in fig. 12.11 getoond. Is bij een dergelijke schake-

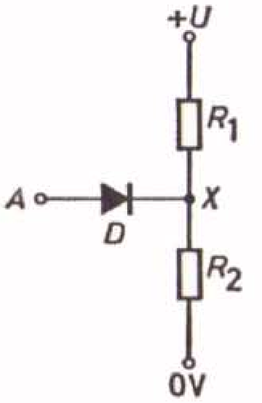


Fig. 12.11. Een schakeling van een spanningsdrempel met behulp van diodes.

ling het punt A negatief t.o.v. het punt X, dan geleidt de diode D niet (par. 4.1.1). De spanning op het punt X wordt bepaald door de weerstanden R_1 en R_2 en door de spanning $+U$.

Dus geldt $$U_X = \frac{+U}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Is het punt A daarentegen positief t.o.v. het punt X, dan wordt de diode D geleidend en het potentiaalverschil tussen de beide punten praktisch gelijk aan nul. De voorwaarde daarbij luidt echter dat de weerstanden R_1 en R_2 groot zijn t.o.v. de weerstand van de diode D in geleidende toestand en klein t.o.v. de

weerstand van de diode *D* in gesperde toestand. Spanningsvariaties aan het punt *A* hebben geen invloed op het punt *X* zo lang het punt *A* negatief blijft t.o.v. het punt *X*.

Vanzelfsprekend kan de schakeling van fig. 12.11 ook zo worden berekend dat tegengestelde spannings- resp. polariteitsverhoudingen gelden. Behalve de spanning $+U$ moet ook de diode *D* worden omgepoold. Bovendien kan in beide gevallen de spanningsdeler bestaande uit de weerstanden R_1 en R_2 door een potentiometer worden vervangen. Hierdoor wordt de spanningsdrempel *instelbaar*.

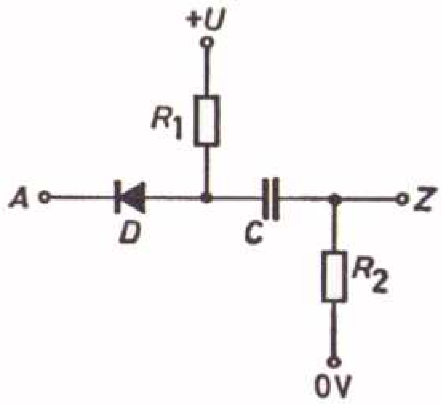


Fig. 12.12a. Een variatie op de schakeling uit fig. 12.11; bij overschrijding van de spanningsdrempel wordt een uitgangsimpuls volgens fig. 12.12b afgegeven.

Fig. 12.12b. De uitgangsimpuls van de schakeling volgens fig. 12.12a.

Een belangrijke toepassing is de schakeling van fig. 12.12a. Spanningsveranderingen aan het punt *A* zijn in het punt *Z* niet merkbaar, zolang het punt *A* positief blijft t.o.v. de spanning $+U$. Zodra het punt *A* negatief wordt t.o.v. de spanning $+U$, ontstaat aan het punt *Z* de impuls *P* uit fig. 12.12b. De impuls treedt dus alleen op als de spanningssprong aan het punt *A* voldoende snel plaatsvindt en een zekere drempelwaarde *U* te boven gaat. Kleine spanningsveranderingen aan het punt *A* hebben geen enkele invloed op de spanning op het punt *Z*. Deze schakeling kan bijvoorbeeld worden toegepast om de invloed van stoorsignalen te verminderen.

12.2.5. Fotogevoelige elementen

Met fotogevoelige elementen zijn licht/donker-waarnemingen (par. 10.3.4) maar ook kwantitatieve lichtmetingen mogelijk. Deze laatste behoren echter tot de analoge techniek. Hierbij worden diverse soorten fotogevoelige elementen gebruikt.

12.2.5.1. Typen fotogevoelige elementen

Om een beter begrip te krijgen worden enige karakteristieke fotogevoelige elementen genoemd, die gedurende de laatste jaren veelvuldig toepassing vonden:

a. *Fotodiodes* onderscheiden zich niet van gewone diodes, zolang er geen licht op valt. Zodra er echter licht op een fotodiode valt, neemt de stroom in de sperrichting toe.
b. *Fotoweerstanden*, die vaak uit cadmiumsulfide (CdS) bestaan, bezitten in *beide* richtingen een hoge weerstand als er geen licht op valt. De weerstand daalt als er licht op valt.
c. *Fototransistors* zijn transistors die eveneens geleidend worden als er licht op valt. De versterkingseigenschappen van een transistor blijven gehandhaafd.
d. Andere elementen die bij lichtinval stroom leveren, o.a. solar-cellen. Dit is dus een aktieve omzetter, in tegenstelling tot de vorige elementen die passief waren en waarvan alleen de elektrische eigenschappen veranderen door de belichting.

12.2.5.2. Toepassing van fotodiodes

Fig. 12.13 toont een fotodiode D in serie met een weerstand R. Valt er geen licht op de fotodiode, dan is de spanning op het punt Z bijna gelijk aan de voedingsspanning $+U_B$. Valt er wel licht op, dan bepaalt de hoeveelheid licht tesamen met de weerstand R de spanning op het punt Z, die kan variëren tussen $+U_B$ en $-U_H$.

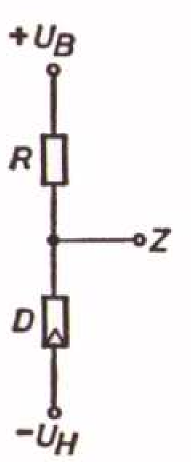


Fig. 12.13. Een schakelvoorbeeld voor de instelling van een fotodiode.

Omdat de stroom door een fotodiode niet alleen afhangt van de hoeveelheid licht maar tevens van de temperatuur, is het dikwijls noodzakelijk een kompensatie voor de zgn. „donkerstroom" toe te passen. Fig. 12.14 geeft hiervan een voorbeeld. Als twee identieke fotodiodes (D_L en D_R) worden gebruikt, is de

spanning op het punt Z gelijk aan 0 V, als beide diodes *geen* licht ontvangen. Zodra er licht valt op de fotodiode D_L, wordt de spanning op het punt Z positief. Valt er daarentegen licht op de fotodiode D_R, dan wordt de spanning op het punt Z negatief. Om deze schakeling bevredigend te laten werken, moeten de spanningen $+U_B$ en $-U_H$ in grootte aan elkaar gelijk zijn. Verder is het van groot belang dat de beide diodes dezelfde temperatuur hebben.

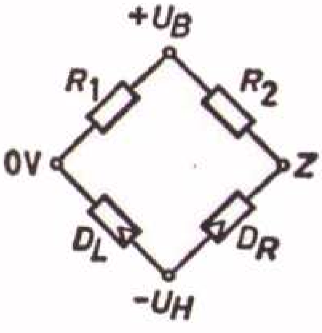


Fig. 12.14. Een schakelvoorbeeld voor de instelling van twee fotodiodes in een brugschakeling ter kompensatie van de donkerstroom.

Een praktische toepassing kan bijvoorbeeld zijn dat een fotodiode bij lichtinval een diskriminator (par. 6.4) schakelt. In de praktijk zal de fotodiode zich meestal buiten het apparaat met de diskriminator bevinden. Een mogelijke oplossing is in fig. 12.15 gegeven.

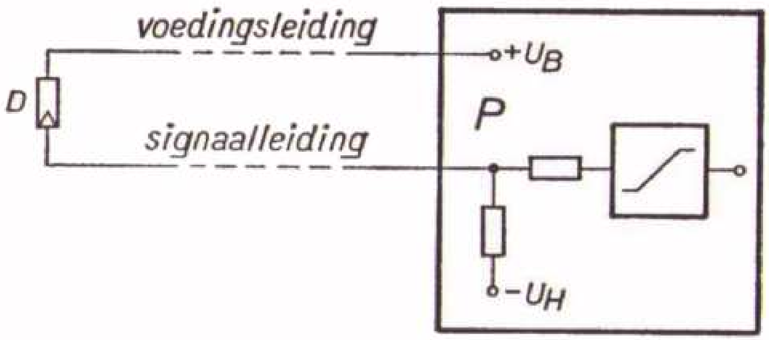


Fig. 12.15. Een schakelvoorbeeld voor de werking van een fotodiode samen met een diskriminator.

Valt er geen of weinig licht op de fotodiode D, dan is de potentiaal aan het punt P negatief. Bij belichting van de fotodiode wordt de potentiaal van het punt P daarentegen positief, zodat de diskriminator aanspreekt. Voor het praktisch gebruik bestaan voor de uitvoering volgens fig. 12.15 twee bezwaren en wel:

a. de voedingsspanning $+U_B$ is onbeschermd uit het apparaat gevoerd;
b. bij kleine variaties van de belichtingssterkte kan de spanning op het punt P slechts weinig van de drempelspanning afwijken, zodat kleine stoorsignalen op de signaalleiding de diskriminator kunnen beïnvloeden.

Een oplossing die aan beide bezwaren tegemoet komt, is in fig. 12.16 weergegeven. Daar de stroom door de fotodiode D_F klein is, kan een spanning van

6 V die uit de 24 V-spanning wordt afgeleid, op eenvoudige wijze met behulp van een Zener-diode D_Z en een weerstand R_1 worden gestabiliseerd. Brengt

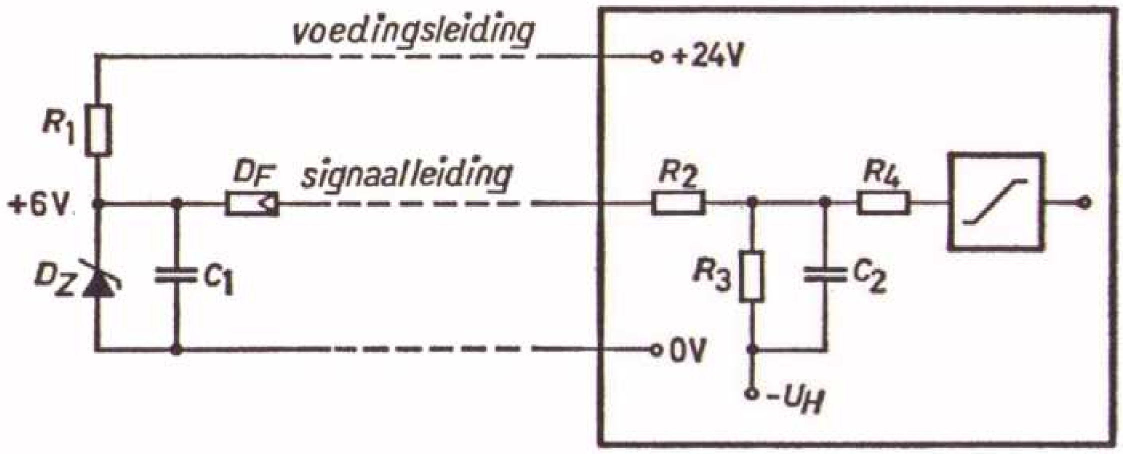


Fig. 12.16. De verbeterde schakeling voor de instelling van een fotodiode tesamen met een diskriminator (vgl. fig. 12.15).

men deze schakeling ter plaatse van de fotodiode aan, dan vervalt het bezwaar van een lange voedingsleiding. Het tweede bezwaar is met behulp van een filter bestaande uit de weerstand R_2 en de kondensator C_2 te ondervangen. Door de integrerende werking ontstaat een kleine signaalvertraging, zodat de potentiaal in het punt P een stoorsignaal op de signaalleiding niet volgt.

12.2.6. Schakelingen met thyristors

Zoals in par. 4.3 bij de behandeling van de thyristors reeds tot uitdrukking kwam, kunnen thyristors zeer goed de eindtrap van digitale schakelingen vormen, wanneer grote vermogens gestuurd of geschakeld moeten worden. Vanuit dit gezichtspunt worden hier enige schakelingen behandeld, die een bruikbare oriëntering vormen.

12.2.6.1. Aan/uit-schakeling van wisselspanning (220 V ~ of 380 V ~) met twee thyristors

De eenvoudigste mogelijkheid is het in- en uitschakelen van een wisselspanning met thyristors en een enkelvoudig kontakt, dat een geringe stroom schakelt in verhouding tot de stroom door de thyristors en de belasting (zie fig. 12.17).

In de geopende toestand zal er geen stroom door de belasting vloeien. Is immers R positief t.o.v. S, dan kan thyristor A nooit geleidend zijn, daar de anode nu negatief is t.o.v. de katode. Voorts is de katode van thyristor B via D_2 met de ontsteker verbonden, zodat hiertussen geen potentiaalverschil kan bestaan, waardoor ook thyristor B gesperd blijft. Is R negatief t.o.v. S, dan zijn wegens de symmetrie van de schakeling ook beide thyristors niet geleidend.

Wordt *Sk* gesloten, dan zal, als *R* positief is t.o.v. *S*, stroom vloeien door D_1, *Sk* en de weerstand van 820 Ω. Op de katode van thyristor *B* staat de negatieve spanning van *S*, zodat de ontsteekelektrode van thyristor *B* positief is t.o.v. de katode. Thyristor *B* zal dus gaan geleiden, waardoor de hoofdstroom van *R*

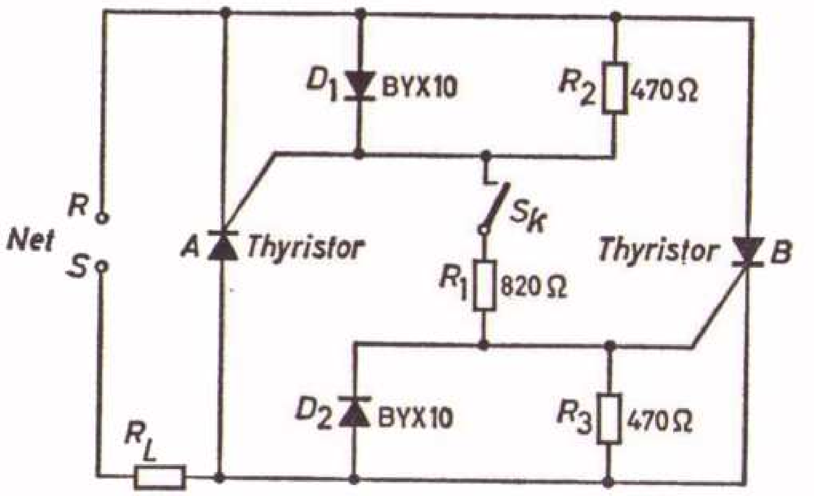


Fig. 12.17. Een voorbeeld van de in/uit-schakeling van wisselspanning (220 resp. 380 V) met twee thyristors.

door thyristor *B* en de belasting naar *S* gaat lopen. Zodra thyristor *B* geleidt, is de spanning tussen anode en katode zeer klein, waardoor praktisch geen stroom meer door de schakelaar *Sk* kan vloeien, daar immers D_1, *Sk* en de weerstand van 820 Ω vrijwel zijn kortgesloten door de thyristor. D_2 is in deze halve periode gesperd. Zodra *R* negatief wordt t.o.v. *S*, dooft thyristor *B*, omdat de anode nu negatief wordt t.o.v. de katode. Wegens de symmetrie van de schakeling zal thyristor *A*, die ontstoken wordt via D_2, de weerstand van 820 Ω en *Sk* gaan geleiden. De hoofdstroom loopt nu van *S* door de belasting en thyristor *A* naar *R*. Door de belasting vloeit dus een normale wisselstroom, gedurende de ene halve periode via thyristor *B* en gedurende de andere halve periode via thyristor *A*. Indien *Sk* wordt geopend, zal de stroom door de geleidende thyristor blijven vloeien, tot de stroom door 0 is gegaan en de anode dus negatief wordt t.o.v. de katode. De andere thyristor ontsteekt dan niet meer. Dit heeft het voordeel dat de stroom door de belasting altijd wordt uitgeschakeld indien deze door 0 gaat, hetgeen vooral van nut is, indien de belasting veel zelfinduktie heeft. Dit vermijdt grote schakelstoten bij het uitschakelen. Vonken kunnen niet optreden, daar de stroom door *Sk* klein is. Deze schakeling kan dus een grote magneetschakelaar voor enkelfasige wisselspanning vervangen. Wil men drie fasen schakelen, dan kan de schakeling van fig. 12.17 worden uitgebreid, door in elke fase twee thyristors op te nemen.

12.2.6.2. Aan/uit-schakeling van wisselspanning met behulp van een thyristor en vier diodes

Ook met behulp van één thyristor kan een wisselspanning worden geschakeld,

zoals fig. 12.18 aangeeft. Als *S* positief is t.o.v. *R*, dan kan als *Sk* gesloten is, zodat de katode van de thyristor negatief is t.o.v. de ontsteker, de stroom van *S* via D_1, de thyristor en D_2 door de belasting naar *R* vloeien. Is *R* positief t.o.v. *S*, dan kan de stroom van *R* door de belasting D_4, de thyristor en D_3 naar *S* vloeien. De katode blijft steeds negatief t.o.v. de ontsteker, zolang *Sk* is gesloten, omdat in dit voorbeeld van een afzonderlijke gelijkspanningsbron gebruik wordt gemaakt, die dank zij de transformator galvanisch van het net is gescheiden. Er vloeit dus inderdaad wisselstroom door de belasting.

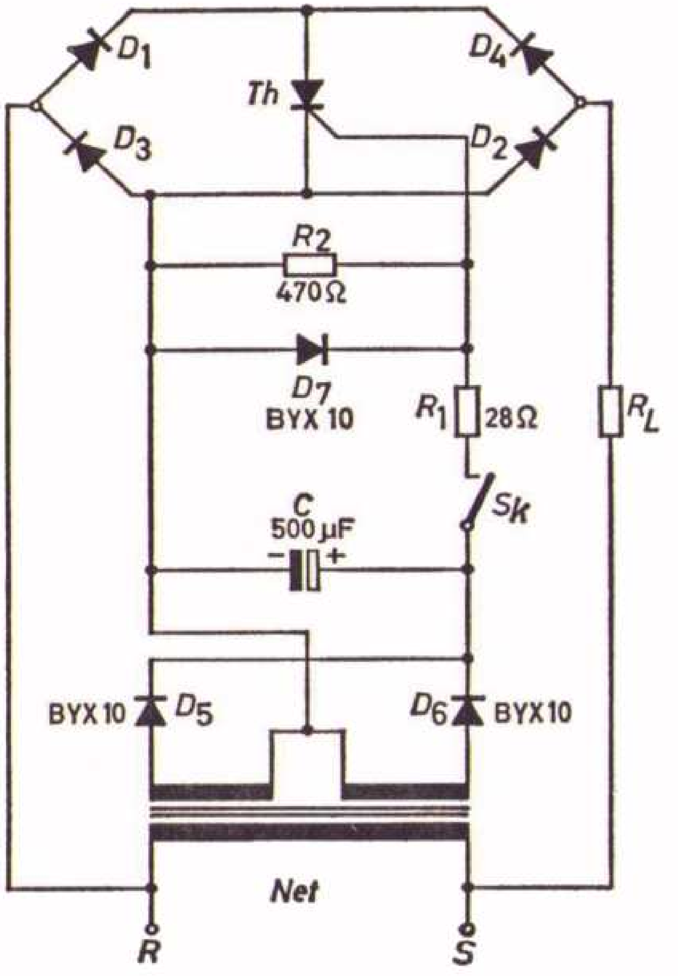


Fig. 12.18. Een voorbeeld van de in/uit-schakeling van wisselspanning met 1 thyristor en 4 diodes.

Is *Sk* geopend, dan heeft de katode van de thyristor dezelfde potentiaal als de ontsteker, dank zij de diode BYX 10, zodat de thyristor gesperd blijft. De transformator kan heel klein worden gekozen, vanwege de geringe stroom die nodig is om de thyristor te ontsteken.

Deze schakeling kan t.o.v. die van fig. 12.17 vooral dán voordeel bieden, indien van kostbare thyristors gebruik wordt gemaakt (voor zeer grote stromen en spanningen), zodat de prijs van de vier diodes D_1, D_2, D_3 en D_4 lager is dan die van één thyristor. Een ander voordeel van deze schakeling is, dat negatieve spanningspieken over de thyristor niet kunnen voorkomen, daar de diodes de

thyristor hiertegen beschermen (aannemende, dat de diodes hiertegen wél bestand zijn).

12.2.6.3. Schakeling van een gelijkstroom met twee thyristors

Indien hoge gelijkspanningen en eventueel hoge stromen moeten worden geschakeld, dan kan dit eveneens met behulp van thyristors geschieden (zie fig. 12.19). Op het moment, dat *Sk* – *A* via 120 Ω met de positieve zijde van de voedingsbron verbindt, ontstaat via de kondensator van 150 nF een korte positieve impuls op de ontsteker van T_1, waardoor deze geleidend wordt. Hierdoor daalt de spanning op de anode bijna tot 0, terwijl deze eerst *E* was. Deze hoge spanningsval heeft tot gevolg dat de anode van T_2 korte tijd negatief wordt via de kondensator *C* van 2 μF waardoor T_2 dooft, indien deze al geleidend was. Nu blijft de stroom door de belasting vloeien. Wordt *Sk* omgelegd, dan zal T_2 op dezelfde wijze ontsteken, waardoor T_1 dooft.

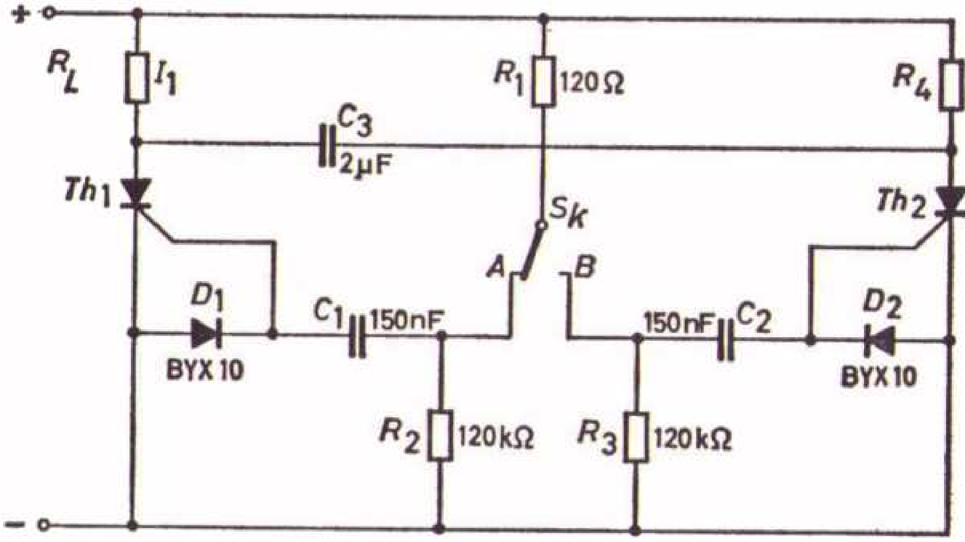


Fig. 12.19. Een voorbeeld van de schakeling van gelijkspanning met twee thyristors.

De dimensionering van de schakeling is als volgt. Uitgegaan is van een benodigde stuurstroom van 150 mA (hetgeen voor zeer veel typen thyristors geldt), die ± 5 μs moet aanhouden. Hieraan voldoen een kapaciteit van 150 nF en 120 Ω. De weerstanden van 120 kΩ ontladen de condensatoren van 150 nF weer in 20 ms; binnen deze tijd mag niet opnieuw worden geschakeld, daar dan beide thyristors geleidend kunnen worden.

De afvaltijd van een thyristor (turn-off time) is max. 17,5 μs.

De kondensator *C* van 2 μF moet dus zo groot zijn, dat gedurende deze tijd minstens de stroom i_1 via T_2 kan vloeien, daar anders T_1 niet dooft. Is de schakelfrequentie, dus de laadtijd van deze kondensator bijv. 0,1 s, dan wordt

$\tau = 2 \cdot 10^{-6} \cdot R = 0{,}1$ of $R = 50$ kΩ. In dat geval is de stroom door R en T_2 niet meer dan 8 mA zo lang $E = 400$ V is.

Daar een minimale houdstroom van 15 mA door de thyristor noodzakelijk is om deze in de geleidende toestand te doen blijven, indien de ontsteekelektrode niet meer positief is t.o.v. de katode, zal T_2 dus doven na zijn werk gedaan te hebben (het doven van T_1). Hierdoor zal het vermogenverlies in weerstand R te verwaarlozen zijn. De waarden van 2 μF en $R = 50$ kΩ gelden slechts als de belastingweerstand groter is dan 8,75 Ω en de schakelfrequentie niet hoger is dan 0,1 s ($8{,}75 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 17{,}5$ μs). In het algemeen kunnen R en C worden berekend uit de volgende twee formules:

Is de schakelfrequentie f, dan moet:

1. $C \geqslant \dfrac{17{,}5}{R_{\mathrm{Bel}}} \cdot 10^{-6}$ zijn en

2. $R \geqslant \dfrac{1}{f} \cdot \dfrac{R_{\mathrm{Bel}}}{17{,}5} \cdot 10^{6}$

Dit houdt in, dat C gebonden is aan de belasting en R aan de belasting én aan de schakelfrequentie. Hierdoor is het mogelijk, dat R zó klein moet worden, dat T_2 geleidend blijft, ook na het doven van T_1, zodat steeds een kleine stroom aan de spanningsbron wordt onttrokken, ook al loopt er geen stroom door de belasting.

Wel is het van belang, dat de dimensionering van R en C niet van de spanning E afhangt.

Voor T_2 kan een zeer kleine en daardoor goedkope thyristor worden gebruikt. Wil men echter de gelijkstroom omschakelen met *Sk* op een tweede belasting, dan kan R de tweede belasting vormen. In dat geval moeten T_1 en T_2 identiek zijn.

12.3. Voorbeelden van toepassingen

In deze laatste paragrafen zullen enkele toepassingsvoorbeelden worden uitgewerkt. Deze bestaan steeds uit de gegevens, de vraagstelling en de oplossing. De lezer kan trachten zelf oplossingen te bedenken, die wellicht even goed of zelfs beter kunnen zijn dan de hier gegeven oplossingen. De voorbeelden vormen een min of meer willekeurige greep uit de meest uiteenlopende gevallen, zoals die in de praktijk kunnen voorkomen. De ervaring heeft geleerd dat de industrie inderdaad zeer uiteenlopende problemen stelt. Hierbij dient tevens te worden bedacht dat de problemen vaak niet vanzelf worden gesteld, doch dat vindingrijkheid tot verbeteringen kan leiden. Wij roepen dus als het ware zelf

de problemen op, om ze dan ook weer op te lossen. De hier gegeven voorbeelden zijn daarom tevens bedoeld om de lezer hiervan een indruk te geven en hem aan te sporen tot een creatieve aanpak, zowel van de probleemstelling als van de oplossingsmogelijkheden.

12.3.1. Gegeven A

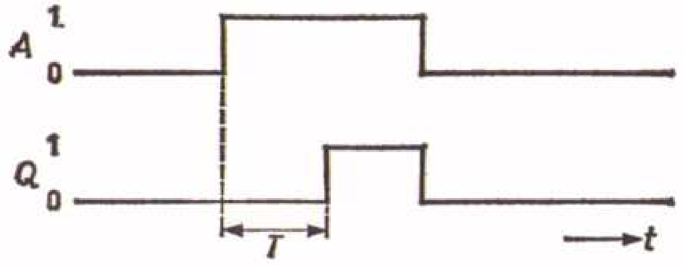


Fig. 12.20

Gevraagd Q

Q moet dus 1 worden, T s nadat $A = 1$ is geworden, maar onmiddellijk weer 0 worden, als $A = 0$ wordt.

Oplossing: Als $A = 1$ wordt, begint X volgens een e-macht te stijgen, totdat na T s de drempelspanning is bereikt. Dan wordt $S = 1$ en Q ook. $Q = A \wedge S$, die nu dus beide 1 zijn. Zodra $A = 0$ wordt, is Q weer 0.

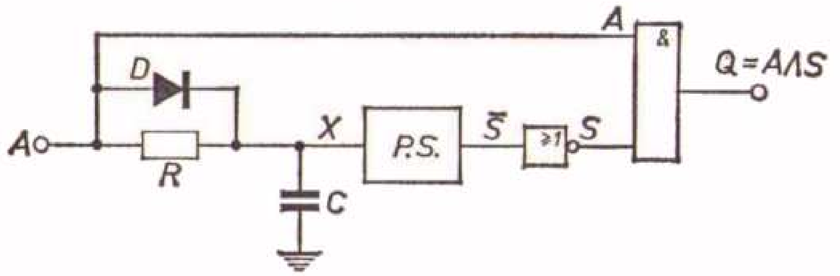


Fig. 12.21

De kondensator C zal door de diode snel worden ontladen, doch als T groot is, zal het bijna altijd noodzakelijk zijn in serie met de diode een kleine weerstand op te nemen. Hierdoor treedt toch een kleine vertraging op, zodat S niet direkt 0 wordt, als $A = 0$ is geworden. Door toepassing van de EN-poort wordt echter bereikt, dat Q wel direkt 0 wordt als $A = 0$ wordt.

12.3.2. Gegeven A

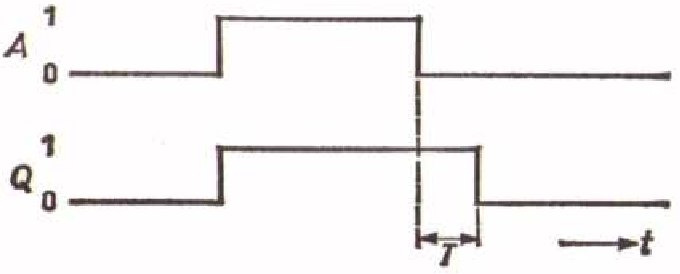


Fig. 12.22

Gevraagd Q

Oplossing: Als $A = 1$ wordt, reageert de flipflop niet, wel als $A = 0$ wordt.

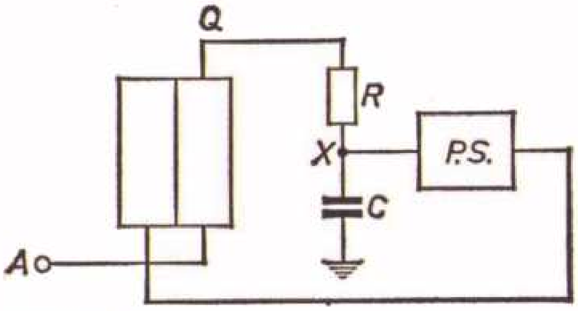


Fig. 12.23

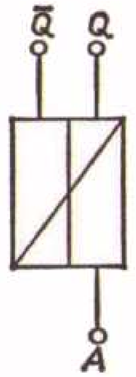


Fig. 12.24

Deze wordt dan na T s in de 0-toestand teruggebracht. Dit is niets anders dan de reeds beschreven monostabiele multivibrator, waarvan de impulsingang wel op positieve, maar niet op negatieve stappen reageert.

12.3.3. Gegeven A

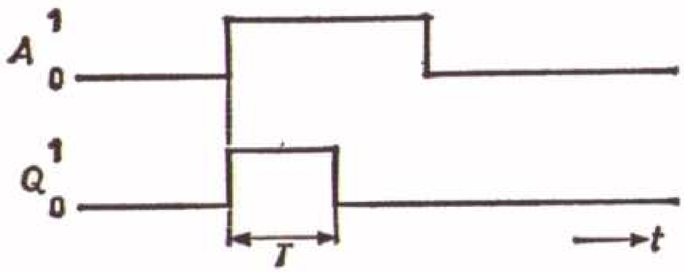
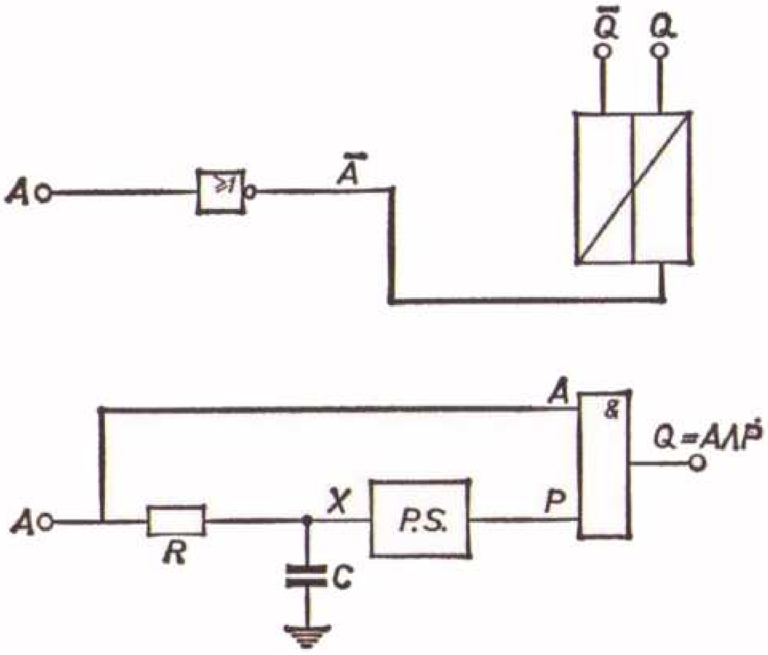


Fig. 12.25

Gevraagd Q



of,

Fig. 12.26

Oplossing: Nu reageert de monostabiele multivibrator zodra $A = 1$ wordt, om na T s uit zichzelf weer in de 0-toestand terug te keren. De tweede oplossing is eenvoudiger en geeft minder kans op storingen, daar hierin geen monostabiele multivibrator voorkomt. Als $A = 1$ wordt, is P nog T s 1, zodat alleen $Q = A \wedge P = 1$ is.

12.3.4. Gegeven A

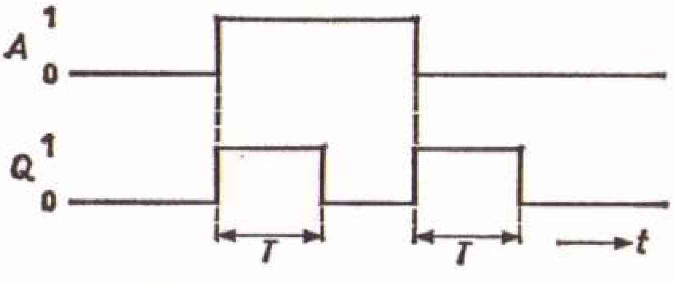


Fig. 12.27

Gevraagd Q

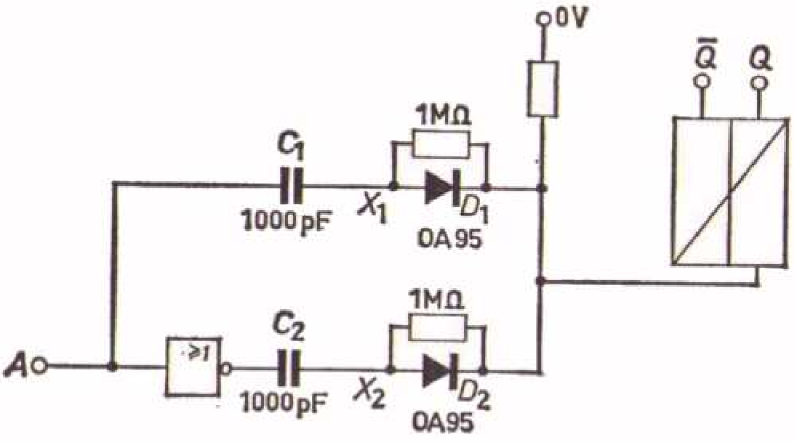


Fig. 12.28

Oplossing: Zodra $A = 1$ wordt, wordt $\bar{A} = 0$ en komt op Q een positieve impuls via C_2 en D_2. X_1 wordt dan negatief, doch dit heeft geen invloed, daar D_1 dan niet geleidend is. De weerstand van 1 MΩ ontlaadt C_1 daarna, zodat X_1 weer een potentiaal van 0 V krijgt. Wordt $A = 0$, dan komt er een positieve impuls op Q via C_1 en D_1, zodat ook nu $Q = 1$ wordt gedurende T s.

12.3.5. Gegeven A

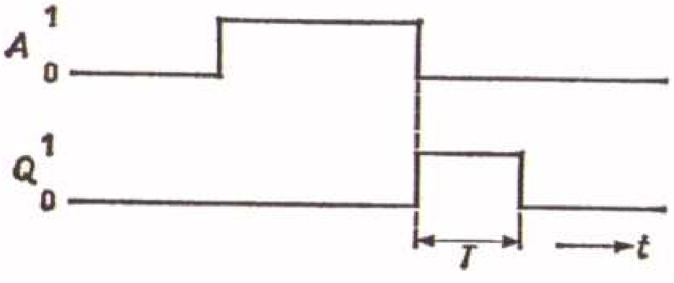


Fig. 12.29

Gevraagd Q

Oplossing: Als $A = 0$ is, is $X = -6$ V en $Q = 0$.

Zodra $A = 1$ wordt, wordt de kondensator door de transistor ontladen. (De weerstand van 10 Ω dient om de ontlaadstroom iets te beperken, waardoor een zeer kleine vertraging ontstaat). Hierdoor wordt $Q = 1$. Als $A = 0$ wordt, wordt C geleidelijk door R opgeladen, totdat na T s de drempelspanning weer is bereikt en $Q = 0$ wordt. Deze schakeling is buitengewoon geschikt

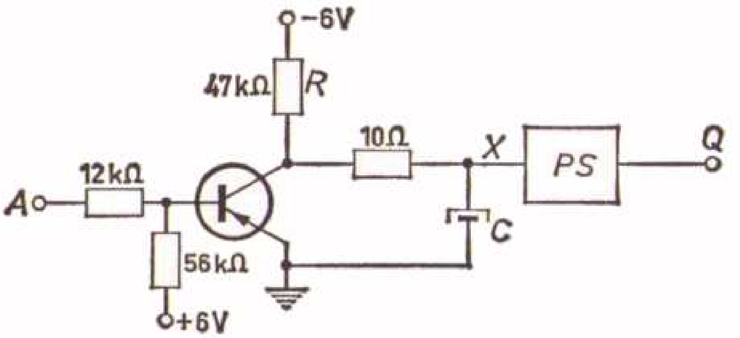


Fig. 12.30

om het „bonzen" van schakelkontakten te overbruggen. Zodra het kontakt wordt gesloten, wordt $Q = 0$ en blijft dit, ook als het kontakt herhaaldelijk kort wordt verbroken en gesloten. Dit is van belang indien bijv. één impuls, afkomstig van een schakelaar, moet dienen om een schuivend register te sturen.

12.3.6. Gegeven A

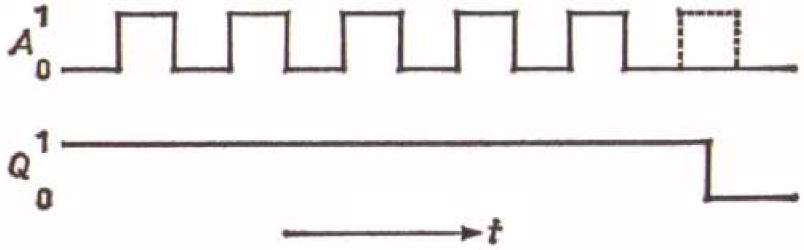


Fig. 12.31

Gevraagd Q

Oplossing: A stelt een blokspanning voor van een konstante frequentie of een reeks van impulsen met een bepaalde maximale tussenruimte.

Van deze laatste kan nl. gemakkelijk een blokspanning worden gemaakt met behulp van een monostabiele multivibrator. Ook kan A een sinusvormige spanning zijn, die met een impulsvormer direct in een blokspanning van dezelfde frequentie kan worden omgezet.

Het signaal Q moet steeds 1 zijn, zo lang het signaal A aanwezig is. Zodra een impuls uitvalt, moet $Q = 0$ worden. Dit is niets anders dan de oplossing van vraag 12.3.5, als T maar langer is dan de tussenruimte tussen twee impulsen. Telkens als $A = 0$ is, wordt C een weinig opgeladen, doch niet genoeg om de drempelwaarde te bereiken. Zodra A weer 1 wordt, wordt de kapaciteit C

weer volledig ontladen. Als er echter een impuls uitvalt, bereikt X de drempelwaarde wel en wordt $Q = 0$. Het signaal Q kan eventueel een flipflop schakelen. Hetzelfde effekt kan worden bereikt als de frequentie van A daalt beneden een bepaalde kritische waarde. Als A dus bijv. is afgeleid van een sinusvormig signaal, dan kan een flipflop in de 1-stand komen, zodra de frequentie beneden een bepaalde waarde zakt, die volkomen onafhankelijk is van de amplitude, daar deze eerst in een blokspanning met konstante amplitude is omgezet.

12.3.7. Gevraagd: met een flipflop A één transistor te sturen, die een stroom van 100 mA moet kunnen schakelen. Als $A = 0$ is, is de spanning 0 V, als $A = 1$ is, −6 V.

De spanning op de belasting is −24 V. Voorts geldt, dat de flipflop niet meer stroom mag leveren dan 0,5 mA als $A = 1$ is en 2,5 mA als $A = 0$ is. Voor de transistor geldt: $h_{fe} = 100$, $I_{CBO} = 0{,}5$ mA.

Er mogen verder alleen diodes en weerstanden worden gebruikt.

Oplossing: Op het eerste gezicht lijkt dit onmogelijk. De transistor kan immers alleen geleidend zijn als $A = 1$ is. De basisstroom moet dan minsten $\frac{100}{100} =$ 1 mA zijn, terwijl dan niet meer stroom dan 0,5 mA aan de flipflop mag worden onttrokken. En hier komt de stroom die de I_{CBO} moet kompenseren als de transistor niet geleidend is nog bij! Toch laat fig. 12.32 zien, dat dit mogelijk is.

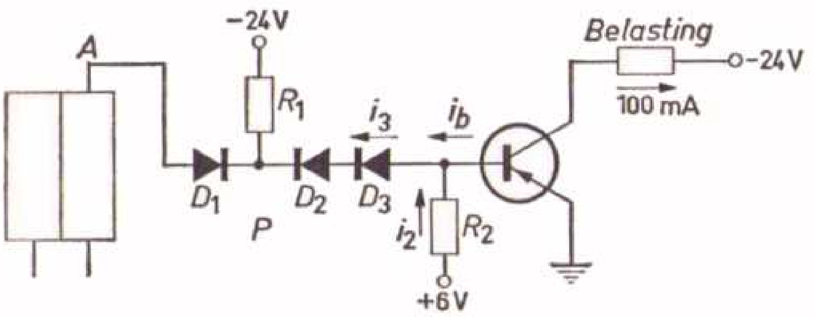


Fig. 12.32

Als $A = 1$ is, is P ongeveer −1 V en in elk geval positief t.o.v. A. D_1 geleidt dus niet. Er wordt derhalve geen stroom aan de flipflop onttrokken. Zelfs geen 0,5 mA. Voorts moet $R_2 = \frac{5}{0{,}5}$ kΩ = 10 kΩ zijn. De basisstroom moet min-

stens 1 mA zijn, i_1 dus minstens 1,5 mA. Dus $R_1 = \frac{23}{1,5}$ k$\Omega \approx 15$ kΩ (eventueel 12 kΩ, de stroom door R_1 is dan nog geen 2 mA). Wordt nu $A = 0$, dan wordt P nagenoeg 0 V en D_1 geleidend. De stroom door R_1 loopt nu door D_1 en de flipflop, die nu wel deze 2 mA mag voeren. De basis van de transistor wordt ongeveer +1 V (zie fig. 12.11). Als D_1 geleidend is, moet de spanningsval zo klein mogelijk zijn, dus moet D_1 een germaniumdiode zijn. Voor D_2 en D_3 moeten daarentegen siliciumdiodes worden gekozen.

12.3.8. Maximaal en minimaal relais

A. Gevraagd wordt een relais, dat op gelijkstroom (2 A, 24 V) werkt, blijvend uit te schakelen als een wisselspanning boven een bepaalde waarde X komt, ook al is dit slechts voor één periode het geval. De waarde X moet instelbaar zijn.

Oplossing: Deze wordt gegeven door fig. 12.33. Via een weerstand R staat de wisselspanning (of een daarmee evenredige spanning) op de ingang van de diskriminator (zie fig. 6.5). De uitgang Q zal gelijk aan 0 zijn, zo lang de top van de negatieve halve periode het met de potentiometer ingestelde niveau X niet overschrijdt.

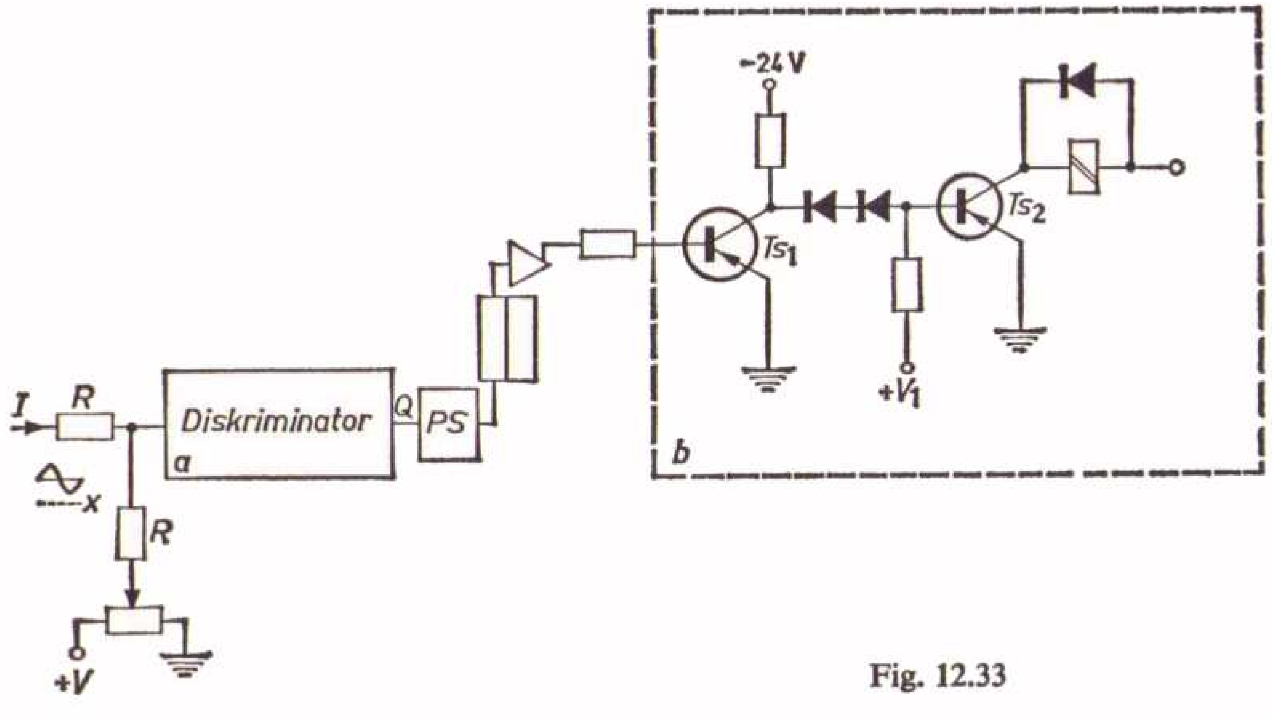


Fig. 12.33

Gebeurt dit wel, dan zal de impulsvormer de flipflop in de 1-toestand brengen, waardoor Ts_1 geleidend wordt en Ts_2 niet, waardoor het relais afvalt. Deze schakeling (b) is terug te vinden in fig. 12.10.

B. Een kleine variatie zou zijn als eis te stellen, dat het relais alleen dán mag afvallen, als de wisselspanning twee achtereenvolgende perioden de waarde X overschrijdt.

Dit kan worden verwezenlijkt door de flipflop A aan te sluiten op een EN-poort, samen met een flipflop B.

Gedurende de positieve halve periode van de te meten spanning, wordt de flipflop A in de 0-toestand gebracht. Flipflop B komt in de stand die A reeds bezat. Overschrijdt de spanning dus 1 maal de waarde X, dan wordt $A = 1$. Een halve periode later wordt $A = 0$ en $B = 1$. Overschrijdt de spanning nu weer de waarde X, dan wordt A opnieuw 1 en de uitgang van de poort dus ook. Wordt de waarde X niet ten tweede male overschreden, dan blijft A 0 en keert B een halve periode later ook in de 0-toestand terug. Het is dus noodzakelijk dat de te meten spanning minstens twee perioden achtereen de waarde X overschrijdt, wil de uitgang van de poort gelijk aan 1 worden. Hiermee kan dan de schakeling van fig. 12.10 weer worden verbonden.

C. Gevraagd wordt een schakeling waardoor het relais afvalt, als de wisselspanning kleiner wordt dan een zekere waarde.

Oplossing: Dit kan het beste worden gedaan, door de gegeven wisselspanning éénfasig gelijk te richten en hierbij een referentiespanning op te tellen, die 180° in fase is verschoven t.o.v. de gegeven wisselspanning (zie fig. 12.34). Als de referentiespanning a kleiner is dan b, ontstaat als som de

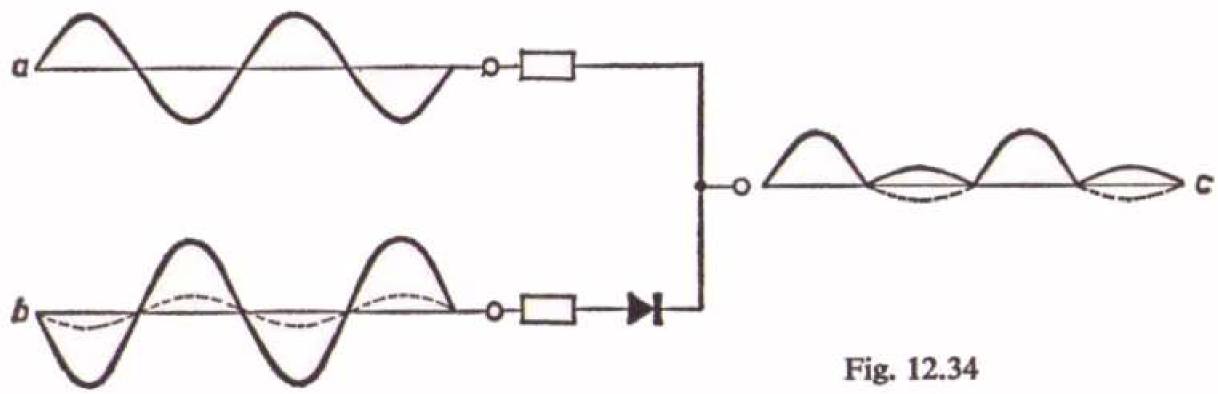


Fig. 12.34

getrokken kromme in C, die nooit negatief wordt. Is de te meten spanning kleiner dan ontstaat de gestippelde kromme van C, die wel negatief wordt. Deze schakeling kan dan door die van fig. 12.33 worden gevolgd, met uitzondering van de instelpotentiometer, daar het niveau nu met de referentiespanning moet worden geregeld.

12.3.9. Snelheidsmeting

Snelheden kunnen worden gemeten, door met een teller impulsen te tellen van een bekende frequentie, gedurende de tijd dat een voorwerp van A naar B gaat. De teller kan in werking worden gesteld, doordat een flipflop in de 1-toestand komt als het voorwerp A passeert bijv. met behulp van een fotogevoelig element. De flipflop keert in de 0-toestand terug, als het voorwerp een fotocel in B passeert. De stand van de teller is dan een maat voor de tijd, die achteraf kan worden afgelezen.

12.3.10. Tellen van voorwerpen

Gevraagd wordt, voorwerpen te tellen, die langs een foto-element A komen en deze positief te tellen als zij van links naar rechts gaan en negatief als ze van rechts naar links gaan.

Oplossing: Dit kan worden bereikt, door de differentiaalteller van fig. 9.3 toe te passen. Aan weerszijden van het fotogevoelige element A bevinden zich de fotogevoelige elementen B en C. Een voorwerp dat van links naar rechts gaat, passeert dan eerst B, waardoor de teller op „positief tellen" wordt geschakeld. Vervolgens passeert het A, zodat het voorwerp inderdaad positief wordt geteld. Passeert een voorwerp van rechts naar links, dan wordt de teller door C eerst op „negatief tellen" gezet.

Zou men dit systeem bij een winkelmagazijn toepassen, dan kan op elk ogenblik worden afgelezen hoeveel mensen er binnen zijn.

12.3.11. Instelbare teller met meer dan één programma

Dit is een instelbare teller, die een signaal G_1 geeft, als een ingesteld getal G_1 is bereikt. Vervolgens worden de dekades op 0 teruggesteld, waarna een signaal G_2 optreedt, als een tweede, ook reeds van te voren ingesteld getal, G_2 is bereikt enz. Op deze wijze kan een groot aantal programma's G_1, G_2, G_3, enz. achtereenvolgens automatisch worden verwezenlijkt, die geheel onafhankelijk van elkaar kunnen worden ingesteld en gewijzigd.

Fig. 12.35 geeft een voorbeeld van een instelbare teller met twee programma's G_1 en G_2. De teller bestaat uit twee dekades, waarvoor in dit voorbeeld de ringtellers bestaande uit vijf schuifregister-flipflops zijn gebruikt (fig. 9.7). Het is echter ook mogelijk de tien-deler van fig. 9.1 die uit vier flipflops bestaat, te gebruiken.

De werking is als volgt: Parallel aan de schakelaars S_1 en S_{10} zijn de schakelaars S_1' en S_{10}' aangesloten op de uitgangen Q_1, Q_2 enz. van de dekades. Op deze wijze is het mogelijk bijv. Q_6 en Q_{10} met een tweede EN-poort te ver-

binden, terwijl Q_4 en Q_{50} met de eerste EN-poort zijn verbonden. Dit zou betekenen, dat $G_1 = 1$ zou worden, als de teller op 54 staat en $G_2 = 1$ zou zijn als de teller op 16 staat. Aangezien de teller direkt op 0 wordt teruggezet, als óf G_1 óf G_2 gelijk aan 1 wordt (via de OF-poort en de impulsvormer), zou de teller nooit verder dan tot het laagst ingestelde getal (in dit voorbeeld $G_2 = 16$) kunnen komen. Daarom zijn aan de EN-poorten de signalen Y_1 en Y_2 toegevoegd, zodat G_1 alleen gelijk aan 1 kan worden als niet alleen de teller het ingestelde getal 54 heeft bereikt, maar bovendien $Y_1 = 1$ is. G_1 is nu immers gelijk aan $Q_4 \wedge Q_{50} \wedge Y_1$; G_2 kan alleen gelijk aan 1 worden als het ingestelde getal 16 is bereikt en tevens $Y_2 = 1$ is ($G_2 = Q_6 \wedge Q_{10} \wedge Y_2$).

Instelbare teller met twee programma's

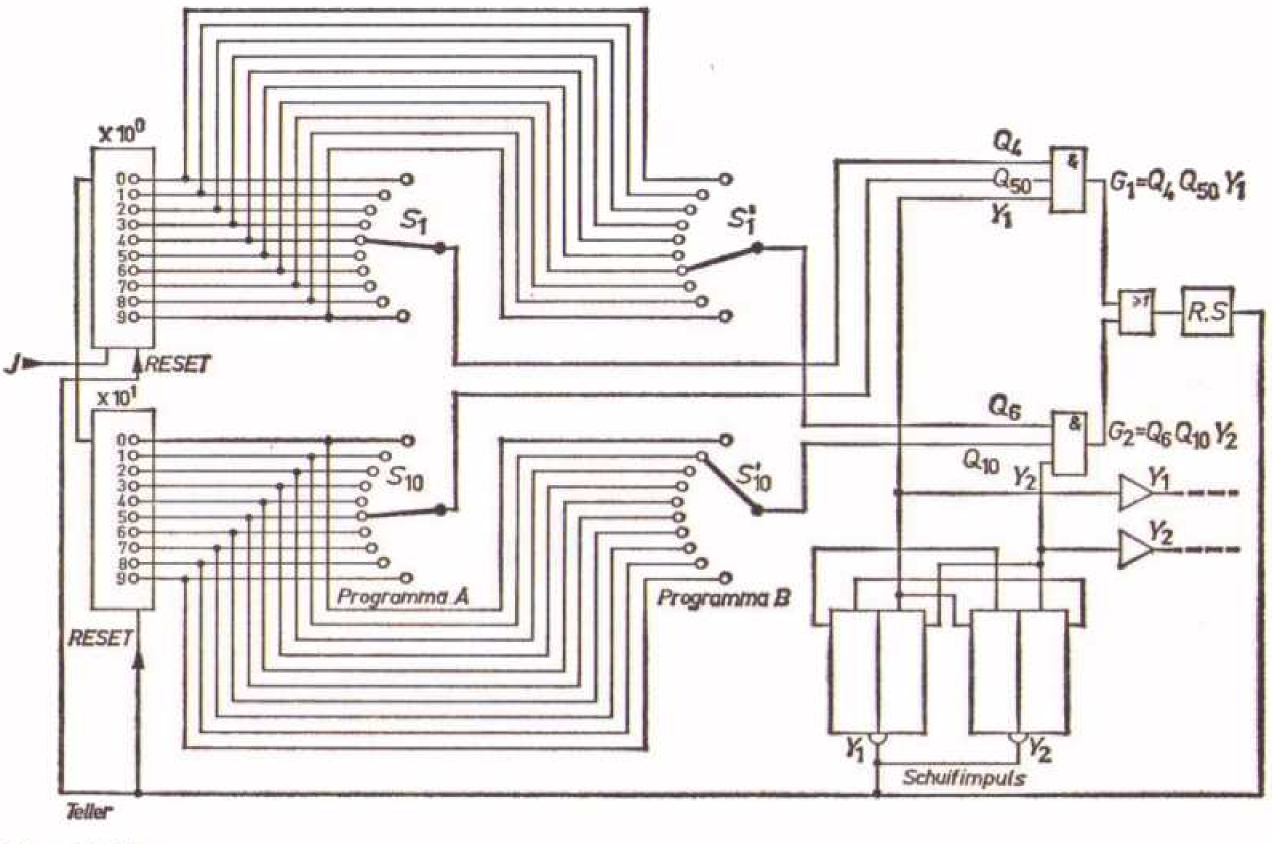


Fig. 12.35

De signalen Y_1 en Y_2 zijn afkomstig van een schuifregister, dat als ringteller is geschakeld. Is nu aanvankelijk $Y_1 = 1$ en $Y_2 = 0$, dan zal de teller tellen tot het ingestelde getal G_1 (hier 54) is bereikt. De teller komt dan direkt weer op 0 te staan en bovendien wordt $Y_1 = 0$ en $Y_2 = 1$. Nu zal de teller dus tot het ingestelde getal G_2 tellen, waarna de teller wederom op 0 komt en in het voorbeeld $Y_2 = 0$ wordt en $Y_1 = 1$. Zou het register uit meer dan twee flipflops bestaan, dan zou $Y_3 = 1$ worden, zodat de teller dan tot G_3 zou tellen, ingesteld met schakelaars S_1'' en S_{10}'' enz.

Gedurende de tijd dat de teller tot G_1 telt, is dus $Y_1 = 1$. Dit signaal kan worden versterkt en gebruikt om iets te bekrachtigen. Als het getal G_1 dan is bereikt, wordt de bekrachtiging opgeheven waarna iets met Y_2 kan worden ingeschakeld, enz. De flipflops Y_1, Y_2, Y_3, enz. dienen dus niet alleen om te bepalen tot welk van de ingestelde getallen G_1, G_2, G_3, enz. zal worden geteld, maar tevens om achtereenvolgens een aantal dingen in en uit te schakelen. Indien een bepaalde bekrachtiging is vereist gedurende de periode dat de teller tot G_n telt, en ook gedurende de tijd, dat de teller tot G_m telt, dan kunnen G_n en G_m met een OF-poort worden verbonden, waarvan het resultaat $G_n \vee G_m$ is.

Op deze wijze kunnen talloze combinaties worden gemaakt.

De telimpulsen I kunnen bijvoorbeeld afkomstig zijn van een schakeling die iedere T s een impuls geeft. In dat geval kan de tijdsduur van elk programma worden ingesteld in stapjes van T s. Zij kunnen echter ook worden verkregen door de omwentelingen (of onderdelen daarvan) van de as van een machine te tellen. In dat geval ontstaat een teruggekoppeld digitaal systeem, omdat het volgende programma alleen kan ingaan, als het juiste aantal omwentelingen is volbracht, onafhankelijk van de snelheid van de machine.

Als het programma geheel is afgewerkt, kan het óf stoppen, óf zichzelf automatisch herhalen, óf zelfs van achteren naar voren verlopen.

12.3.12. Besturing van wikkelmachines

In vele bedrijfstakken zijn wikkelmachines te vinden. Bijvoorbeeld in de textielindustrie of in de elektrische industrie voor het wikkelen van spoelen, transformatoren, weerstanden, spiralen van gloeilampen, enz.

Om deze machines te sturen kan met zeer veel vrucht van instelbare tellers gebruik worden gemaakt. Deze tellen het aantal omwentelingen tot het ingestelde bedrag is bereikt. Bij meer ingewikkelde machines kan dit met instelbare tellers met meer dan één programma worden gedaan (fig. 12.35). Het grote voordeel is dat naast een grote mate van betrouwbaarheid in zeer korte tijd ieder willekeurig programma kan worden ingesteld. Tevens is het mogelijk een instelbare teller op het aantal te vervaardigen produkten in te stellen, zodat de machine automatisch stopt als het juiste aantal produkten is vervaardigd.

13. Literatuur

1. D. J. W. Sjobbema, *Schakelen met transistors*, 8e druk. Philips Technische Bibliotheek. Kluwer, Deventer.
2. G. E. Delvigne, *Meet- en regeltechniek*, deel 1 en 2. Wolters/Noordhoff, Groningen.
3. R. K. Richards Ph. D., *Arithmetic operations in digital computers*, D. van Nostrand Company, Inc., Princeton, New Jersey.
4. I. v. Idelson, *The introduction of digital modules in industry*, Transactions of the Society of Instrument Technology, Vol. 14, No. 4, 1962.
5. G. Fontaine, *Diodes en transistors*, Theoretische grondslagen, 3e druk. Philips Technische Bibliotheek. Kluwer, Deventer.
6. Watts, S. Humphrey Ir., *Switching circuits with computer applications*, McGraw-Hill Book Company Inc., New York.
7. Richard F. Shea, *Transistor circuit engineering*, John Wiley & Sons Inc., New York.
8. P. A. Neeteson, *Flächen Transistoren in der Impulstechnik*, Philips Technische Bibliothek. Philips Verlag, Hamburg.
9. C. Le Can, K. Hart, C. de Ruyter *Schalteigenschaften von Dioden und Transistoren*, Philips Technische Bibliothek. Philips Verlag, Hamburg.
10. A. Koroncai en R. Alving, *De transistor als elektronische schakelaar*, Philips Technische Bibliotheek. Kluwer, Deventer.

14. Trefwoordenregister

A

Aiken-kode 119
alfabet 46
analoog 11
analoog-digitaal-omzetter,
  telmethode 136
  weegmethode 135
antivalentie 29, 30
associatieve wet 34
astabiele multivibrator 90

B

basis (talstelsels) 16, 39
basisschakeling,
  EN/OF-poort 70
  NAND 76
  NIET 75
  NOR 78
  OF/EN-poort 73
bedradingstabellen 145
belastbaarheid, waardegetal 83
belastingstabellen 83
binair stelsel 16, 39
biquinaire kode 51, 116
bistabiele multivibrator 95
bit 47
bouwstenen 79

C

cijferindikatorbuizen 130
clockpulse 107
commutatieve wet 34
cyclisch gepermuteerde kode . . . 52

D

decimale stelsel 15, 39
dekade 116
D-flipflop 110
differentiaalschakeling 94, 176
digitaal 11
digitale schakelingen,
  voordelen – 13
  voedingsspanning voor – 66
diodes 54
diode-transistor-logika 150
direct gekoppelde transistorlogika . 152
disjunktie 21
diskriminator 88, 115, 127, 163
distributieve wet 34
doorlaatkarakteristiek 55
doorslag 56
dualiteitsprincipe 36

E

eenrichtingsteller 117
emissorvolger 86
equivalentie 29

F

fan in 84
fan out 84
flipflop, ... 95
  D- 110
  dynamische – 106, 107
  JK- 111
  master/slave- 111
  RS- 108
  T- 109
fotodiodes 162
fotogevoelige elementen 161, 176

G

geheugenschakeling 95
geïntegreerde schakelingen 79
genegeerde konjunktie 25
generator van blokspanning 90
gewicht 48, 136

H

heen-en-terugteller 119
hulpingang flipflop 102

I

impedantieomvormer 86
impulsingang flipflop 102
impulsvormers 85
indikatorbuizen 130
ingangsschakeling,
  dynamische – 101, 106
  statische – 101, 106
instelbare teller 176
instruktiekode 48
inverter 88

J

JK-flipflop 111

K

kasten (montage) 145
klokimpuls 107, 122, 123
kniespanning 56, 61
kode, ... 46
  Aiken- 50, 119
  BCD- 48
  biquinaire – 51, 116
  cyclisch gepermuteerde – 52
  excess-three 51
  Gray- 53
  instructie- 48
  quibinaire – 51, 116
  Stibitz- 51
  tabel- 49
  waardeerbare – 48
  zuiver binaire - 47
  1 uit 10- 125
  2 uit 5- 51
  7-4-2-1-0- 51, 116
  8-4-2-1- 49, 116, 119
koïncidentie van telimpulsen . . . 127
konjunktie, ... 19
  genegeerde – 25

L

logika,
  DCTL- 152
  DTL- 150
  RDL- 150
  RTL- 150
  TTL- 152

M

master/slave-flipflop 111
monostabiele multivibrator 92
Morgan, de- Wetten van – 36
multivibrator,
  astabiele – 90
  bistabiele – 95
  monostabiele – (one-shot-) . . . 92

N

NAND-techniek 79
negatieregel 34, 36
negatieve logika 68
niet-lineaire belasting,
  gloeilamp 154
  zelfinduktie 155
NOR-techniek 79

O

octale stelsel 39
omzetters, analoog-digitaal 135
one-shot-multivibrator 92
opbouw van schakelingen 145
opnemers 115, 132

P

positieve logika 68
potentiaaltoekenning 67
prentpanelen 145
pulse shapers 85

Q

quibinaire kode 51, 116

R

redundantie 49
relaisfunktie 11, 12
reversibele teller 119
ringteller 125, 176
RS-flipflop 108
ruiven (rekken) 145

S

schakelingen, de opbouw van – . . 145
schakelfunktie,
  EN-funktie 19
  NAND-funktie 25
  NIET-funktie 23
  NOR-funktie 27
  OF-funktie 21
  realisering van – 66
Schmitt-trigger 88, 91, 126
schuifimpuls 122, 123
schuifkoderegister 110
schuifregister 122, 176

service 146
snelheidsmeting 176
spanningsdrempel 160
spanningsversterking 85, 115
sperkarakteristiek 56
stelsel,
binaire – 16, 39
decimale – 15, 39
octale – 39
stoorsignalen, ... 138
– uit het net 139
– op laagspanningsleidingen . . . 140
– op signaalleidingen 140
– op aardleidingen 143
storingsbronnen 138
stroomversterking 85, 115
substitutieregel 35

T

tabelkode 49
talstelsels 39
teller,
eenrichtings- 117
heen-en-terug- 119
reversibele – 119
ring- 125
telschakeling 115
terugstelling 125
transport 126
voorinstelling 126
ternair systeem 18
terugkoppeling 12
T-flipflop 109
thyristor 62, 164, 167
transistor 57
transistorschakelaar 59, 156
transistor-transistor-logika 152
transport in een telschakeling . . . 126
trigger 110
triggerpoorten 101
tweetallig 15
tweewaardige logika 15, 46
tweewaardigheid 17

V

versterking 158
vervangingsregel 35
voedingsspanning voor digitale schakelingen 66
voorinstelling van telschakeling . . 126
voortekenbepaling 119, 127

W

waardeerbare kode 48
waarnemen,
elektromagnetisch – 134
kontaktmeting 133
licht/donker- 133, 161
ultrasonoor – 135
weerstand-diode-logika 150
weerstand-transistor-logika 150

Z

zenerdiodes 56, 139

ISBN 90 2010 639 2